

R. HEIDESTER

Telefunken Ulm

Antennen-Diversity im Hinblick auf Einsatzmöglichkeit und Aufwand

DK 621.396.4:621.396.67

Die verschiedenen Arten des Diversity-Empfangs werden kurz diskutiert, und das Antennen-Diversity-System wird in seinen Grundzügen beschrieben. Es wird auf die betrieblichen Eigenschaften des Antennen-Diversity-Verfahrens eingegangen und daraus der Schluß abgeleitet, daß das Antennen-Diversity-System beim Empfang von Kurzwellensendungen mit F1 gestasteten Telegrafie-Nachrichten bis zu 200 Bd mit Vorteil eingesetzt werden kann. Wegen des geringen Platzbedarfs einer Antennen-Diversity-Anlage ist diese Technik für mobile Anlagen besonders gut geeignet.

Diversity-Empfangsanlagen werden für Kurzwellen-Nachrichtenverbindungen eingesetzt, um die störenden Einflüsse der selektiven Schwünde auszuschalten. Solche Selektivschwünde treten immer dann auf, wenn am Empfangsort mehrere Ausbreitungswege der zu empfangenden Welle wirksam werden. Das kann zum Beispiel der Fall sein, wenn die Bodenwelle und die Raumwelle oder verschiedene Raumwellenzüge miteinander interferieren. Der Diversity-Empfang ist dadurch charakterisiert, daß man verschiedene Empfangseinrichtungen vorsieht, bei denen die Selektivschwünde nicht zur gleichen Zeit auftreten. Man kann dann beispielsweise den jeweils besten Empfang auswählen und an den Ausgang der Empfangsanordnung durchschalten [1]. Ein Mittel hierzu ist die Übertragung der Nachricht auf zwei verschiedenen Frequenzen. Man spricht in diesem Fall von Frequenz-Diversity. Dieses Verfahren wird nur selten angewandt, weil es außer mehreren Empfängern auch getrennte Sender und Sendeantennen erfordert und demzufolge sehr aufwendig ist. In fast allen Fällen arbeitet man heute mit sogenanntem Raum-Diversity. Dabei werden mehrere Empfangsantennen so angeordnet, daß die Schwunderscheinungen der von einem Sender ausgestrahlten Nachricht nicht gleichzeitig an den Einzelantennen wirksam werden oder, anders ausgedrückt, daß die Korrelation des Schwundverlaufs an den einzelnen Antennen gering ist. Über die räumliche und zeitliche Verteilung der Selektivschwünde wurde in der letzten Zeit von verschiedenen Autoren berichtet [2, 3, 4]. Ein weiteres in der Praxis gelegentlich angewandtes Diversity-Verfahren ist das sogenannte Polarisations-Diversity. Bei diesem System wird die Tatsache ausgenutzt, daß Schwunderscheinungen am selben Ort an verschiedenen polarisierten Empfangsantennen eine geringe Korrelation zeigen. Über den Vergleich eines solchen Systems mit einem Raum-Diversity-System berichtet [4].

Das Raum-Diversity-Verfahren wird fast ausschließlich in der Form des sogenannten Empfängerwahl-Diversity [1] angewandt. Hierbei sind die räumlich getrennten Antennen (meist zwei, gelegentlich auch drei) mit den Eingängen von Kurzwellenempfängern verbunden. Jede Empfangsanordnung demoduliert die Sendung, und ein sogenanntes Ablösegerät ermittelt in jedem Augenblick das Teilsignal

mit dem besten Störabstand, das es dann an den Ausgang der Diversity-Anordnung durchschaltet.

Hausmann beschrieb 1954 ein bis dahin nahezu unbekanntes Raum-Diversity-Verfahren [5], das im Gegensatz zu den bekannten Empfänger-Auswahlverfahren nur einen Empfänger benötigt. Bei dieser Anordnung sind zwei Antennen über ein Schaltgerät mit dem Eingang des Empfängers so verbunden, daß jeweils eine Antenne durchgeschaltet ist, während die zweite unwirksam bleibt. Sinkt der Signalpegel an der wirksamen Antenne unter einen kritischen Wert, dann tritt ein Umschalter in Tätigkeit, der abwechselnd die beiden Antennen an den Eingang des Empfängers legt, bis wieder ein ausreichendes Signal vorhanden ist. Im Gegensatz zu den Empfänger-Auswahlverfahren, bei denen vom sogenannten Auswahlgerät stets mehrere Nachrichten hinsichtlich ihres Störabstandes verglichen werden und die jeweils beste Nachricht ausgewählt wird, ist bei diesem Antennen-Diversity-Verfahren das Kriterium für den Übergang von einem Signalweg auf den anderen das Unterschreiten einer Störabstandsschwelle des Nutzsignals. Da sich in der Praxis der Störabstand nicht ohne weiteres als elektrische Größe darstellen läßt, ist man gezwungen, andere elektrische Größen auszuwerten, die mit dem Störabstand in Zusammenhang stehen, zum Beispiel die Schwundregelspannung des Empfängers.

Ausgehend von der Tatsache, daß sich der mittlere Störabstand von Kurzwellen-Nachrichtenverbindungen nur sehr langsam ändert, während die störenden Selektivschwünde zu relativ kurzen Verschlechterungen des Störabstandes führen, ist von W. Kronjäger, B. Lenhart und K. Vogt [6] vorgeschlagen worden, zwei Regelspannungen verschiedener Zeitkonstante zur Gewinnung des Umschaltkriteriums zu kombinieren.

Anlagen mit Empfängerwahl-Diversity sind in fast allen Fällen Zweifach-Anlagen, das heißt mit zwei Antennen und zwei Empfängern ausgerüstet. Obwohl bekannt ist, daß beim Übergang von Zweifach-Diversity zu Dreifach-Diversity noch eine Verbesserung der Nachrichtenqualität möglich ist, hat man bei den Empfängerwahl-Anlagen wenig Gebrauch davon gemacht, weil die Mehrkosten für den dritten Empfangsweg (Antenne und Empfangsanlage) beträchtlich sind. Das Verfahren mit Antennen-Diversity bietet nun eine relativ einfache Möglichkeit, Dreifach-Diversity-Empfang durchzuführen. Da im Prinzip nur ein Empfänger erforderlich ist, muß für Dreifach-Diversity-Betrieb lediglich eine dritte Antenne vorgesehen und der Antennenumschalter auf drei Schaltstellungen erweitert werden.

Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte wurde in den letzten Jahren von Telefunken das Antennen-Diversity-Gerät „Abl 127“ entwickelt. Dieses Gerät ist volltransistorisiert und gestattet wahl-

weise die Durchführung von Zweifach- oder Dreifach-Diversity-Betrieb [7]. Das Umschaltkriterium wird bei diesem Gerät aus der ZF-Ausgangsspannung des Empfängers abgeleitet, wobei durch eine geeignete Wahl der Zeitkonstante der Schwundregelung erreicht wird, daß ein Umschalten von einer Antenne auf die andere nur bei einem störenden Selektivschwund auftritt, während langsame Schwankungen der Übertragungsbedingungen vom Empfänger ausgeregelt werden. Um diese Bedingungen bei allen vorkommenden Betriebsfällen zu garantieren, ist neben der Wahl der schon erwähnten Regelzeitkonstante eine besondere Staffelung der Schaltzeiten in sogenannte Such- und Wartezeiten sowie das Einhalten einer bestimmten Umschaltsschwelle Voraussetzung [7]. Das Umschalten der angeschlossenen zwei oder drei Antennen geschieht in diesem Gerät über kontaktlose Modulatorbausteine mit Golddraht-Germaniumdioden. Die Steuerung des Schaltvorgangs erfolgt über einen Ringzähler in Verbindung mit zwei monostabilen Kippstufen. Theoretische Untersuchungen [8] und praktische Messungen [7] haben gezeigt, daß zum Beispiel beim Funkfernsehen mit der Betriebsart F 1 kein Unterschied der Übertragungsgüte zwischen einem Verfahren mit Antennen-Diversity und einem Empfängerwahl-Diversity-System besteht (bei gleicher Auswahl der Antennen).

Historisch ist noch interessant, daß das Antennen-Diversity-Verfahren in Deutschland durch ein der RCA im Jahre 1936 erteiltes Patent geschützt war. Obwohl in den Patentansprüchen alle Möglichkeiten ausgeschöpft sind, so auch die Verwendung von elektrischen Mitteln für die Umschaltung der Antennen, konnte das Verfahren erst in den letzten Jahren realisiert werden. Der Grund dafür ist die Entwicklung moderner Bauelemente in den letzten Jahren, wie der Ferrite, Golddraht-Germaniumdioden und Transistoren. Würde man ein Antennen-Diversity-Gerät für zwei Antennen bei Verwendung von Röhren aufbauen, dann wäre der Aufwand an Röhren kaum geringer als der für einen zweiten Empfänger.

Bei allen Anlagen mit Diversity-Empfang wird großer Wert darauf gelegt, daß beim Wechsel zwischen den einzelnen Teilkanälen keine Störung oder Unterbrechung der Nachricht auftritt. Weil beim Verfahren mit Antennen-Diversity bei jeder Umschaltung ein Amplitudenunterschied von etwa 26 dB (bei einer Umschaltsschwelle von 5% des Normalwertes) auftritt, ist die Anwendung dieser Diversity-Technik auf amplitudenmodulierte Nachrichtensysteme nicht möglich. So dürfen beispielsweise bei einer Sprachübertragung Pegelsprünge von maximal 3 dB auftreten, wenn die Nachricht nicht zu sehr gestört werden soll.

Daraus ergibt sich, daß das Antennen-Diversity-Verfahren nur für den Empfang von frequenzmodulierten Sendungen verwendet werden kann. Das Hauptanwendungsgebiet ist die sogenannte F 1-Telegrafie oder Telegrafie durch Frequenzumtastung. Dieses Verfahren wird heute fast ausschließlich für die drahtlose Übertragung von Telegrafiesendungen im Kurzwellenbereich angewandt. Es ist dadurch gekennzeichnet, daß der Nachrichtensender zwischen zwei dicht benachbarten Frequenzen, entsprechend dem jeweiligen Telegrafiecode, umtastet. Auf der Empfängerseite sind Begrenzereinrichtungen vorhanden, die alle Amplitudenschwankungen abschneiden und so einen großen Teil der Übertragungsstörungen und der Schwunderscheinungen unwirksam machen. Die Signalauswertung wird nur durch das Umspringen der Senderfrequenz zwischen zwei diskreten Werten gesteuert. Die Sicherheit der Begrenzer gegen schnelle Amplitudenschwankungen muß für kommerzielle Ansprüche etwa 50 dB umfassen. Daraus geht hervor, daß die beim Umschalten einer Antennen-Diversity-Einrichtung auftretenden Pegelsprünge von solchen Geräten für F 1-Telegrafie ohne Störung des Empfangs ausgeglichen werden können. Voraussetzung für das Kompensieren sehr schnell verlaufender Amplitudensprünge ist ein Begrenzer, der eine hinreichend kleine Einschwingzeit aufweist.

Beim Umschalten der Antennen wird der Empfänger im allgemeinen die gleiche Senderfrequenz mit unterschiedlicher Phasenlage vorfinden. Ein solcher Phasensprung regt den Empfänger zu einem Einschwingvorgang an, der sich wie eine dem Signal überlagerte Phasen- oder Frequenz-Störmodulation auswirkt. Der zeitliche Ablauf einer solchen Störung wird durch die Empfängerbandbreite bestimmt. Diese Bandbreite muß aber dem Frequenzhub der Sendung angepaßt sein, wenn man ein Optimum an Störabstand erreichen will. Entsprechend den üblichen Frequenzhuben, liegen die Bandbreiten der Empfänger im allgemeinen zwischen ± 250 und ± 600 Hz. Daraus

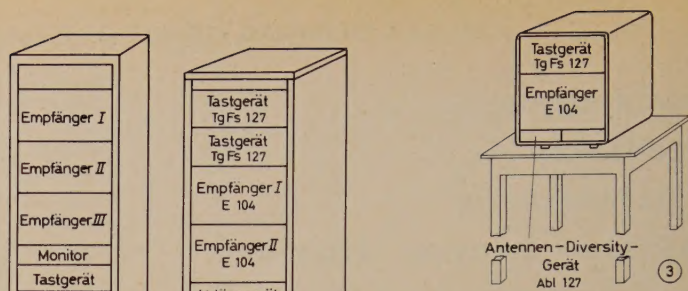


Bild 1. Skizze der Diversity-Anlage „DR-89“. Bild 2. Skizze der Zweifach-Raum-Diversity-Anlage „Est-104“. Bild 3. Skizze der Antennen-Diversity-Anlage „Est-104a KW/1“

kann man schließen, daß die frequenzmodulierten Einschwingstörungen eine Zeitdauer von einigen Millisekunden haben.

Diese Störungen werden durch Tiefpässe unwirksam gemacht, die in den Telegrafie-Auswerteeinrichtungen enthalten sind. Beim normalen Funkfernsehen mit einer Schrittgeschwindigkeit von 50 Bd haben diese Tiefpässe eine Grenzfrequenz von etwa 50...80 Hz, während beim TOM-Mux-Verfahren die Schrittgeschwindigkeit bei 180 Bd und die Grenzfrequenz der Tiefpässe bei 150 Hz liegt. In beiden Fällen sind die Hauptkomponenten der obengenannten Umschaltstörungen im Sperrbereich der Tiefpässe und werden so von der Nachricht getrennt. Zusammenfassend kann man sagen, daß bei den heute verwendeten Frequenzhuben das Antennen-Diversity-Verfahren für F 1-Telegrafieempfang bis zu Schrittgeschwindigkeiten von etwa 200 Bd anwendbar ist. Höhere Schrittgeschwindigkeiten, das heißt kürzere Schrittlängen als 5 ms, können im Übersee-Telegrafieverkehr wegen der bei allen Diversity-Anlagen, auch bei den Empfänger-Auswahlverfahren, auftretenden Laufzeitunterschiede zwischen den einzelnen Empfangswegen praktisch nicht verwendet werden.

Ein betrieblicher Nachteil des Verfahrens mit Antennen-Diversity gegenüber dem Empfängerwahl-System ist die Unmöglichkeit, mit einer einzigen Anlage Frequenz-Diversity-Betrieb durchzuführen. In Kurzwellen-Nachrichtenverbindungen, die über längere Zeit ohne Unterbrechung arbeiten müssen, verwendet man diese Diversity-Art beim Frequenzwechsel, der gegebenenfalls mehrere Male innerhalb von 24 Stunden erfolgt. Es ist durchaus möglich, mit Hilfe einer zweiten Antennen-Diversity-Anlage, die mit der ersten ausgangsseitig parallelgeschaltet wird, einen Frequenzwechsel ohne Unterbrechung durchzuführen. Es gibt, davon unabhängig, jedoch eine große Anzahl von Kurzwellen-Telegrafieverbindungen, die für die kurze Zeit eines Frequenzwechsels unterbrochen werden können, ohne daß betriebliche Nachteile auftreten. Derartige Dienste können sich mit Vorteil des neuen Antennen-Diversity-Verfahrens bedienen.

Tab. I. Diversity-Empfangsanlagen

Typ	DR-89	Est-104	Est-104a KW/1	Est-390a KW/1
Hersteller	RCA	Telefunken	Telefunken	Telefunken
Baujahr	1951	1955	1959	1959
Gewicht [kg]	etwa 300	etwa 325	etwa 126	etwa 78
Abmessungen [cm]	53,3 × 55,9 × 213,4	65 × 58 × 202,6	53,4 × 55 × 67,8	53,4 × 55 × 50,8
Volumen [m³]	etwa 0,65	etwa 0,82	etwa 0,2	etwa 0,15
Betriebsart	A 1, A 3, F 1	A 1, A 3, F 1, F 6	F 1, F 6 (A 1...A 3 Einzel-empfang)	F 1, F 6 (A 1...A 3 Einzel-empfang)
Diversity	3 × (2 × bei F 1)	2 ×	2 × oder 3 ×	2 × oder 3 ×
Anzahl der Röhren	75	82	35	23
Anzahl der Transistoren	—	—	17	17
Leistungsaufnahme [kW]	0,45	0,5	0,2	etwa 0,14

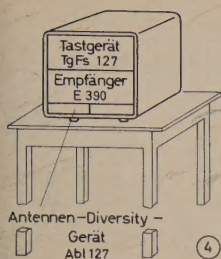
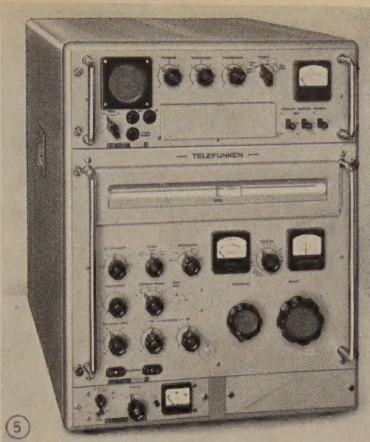


Bild 4. Skizze der Antennen-Diversity-Anlage „EST-390a KW/1“.
Bild 5. Frontansicht der Empfangsanlage „EST-104a KW/1“



Besonders für mobile Kurzwellen-Nachrichtenanlagen bietet das Antennen-Diversity-Verfahren die Möglichkeit, auf kleinstem Raum eine vollwirksame Diversity-Anlage unterzubringen. Da das Antennen-Diversity-Gerät „Abl 127“ voll transistorisiert ist und keinerlei dem Verschleiß unterworfenen Teile enthält, entfällt praktisch jede Wartung.

Tab. I gibt einen Überblick über die Größenverhältnisse, die Gewichte und einige elektrische Kennwerte von verschiedenen Raum-Diversity-Anlagen, die in den letzten zehn Jahren auf den Markt kamen. Im Bild 1 ist die Anlage „DR-89“ der RCA aus dem Jahre 1951 gezeichnet. Sie verdient insofern Interesse, als sie eine der wenigen mit Röhren bestückten Anlagen ist, die Dreifach-Diversity-Betrieb durchzuführen gestattet. Bild 2 zeigt die Zweifach-Raum-Diversity-Anlage „EST-104“ aus der Reihe der „Wachsenden Weitverkehrs-Anlagen“ von Telefunken, die in den Jahren 1953 bis 1955 konzipiert wurde und die vorwiegend auf Übersee-Empfangsstationen verwendet wird [8, 9].

Im Bild 3 ist die Antennen-Diversity-Anlage „EST-104 a KW/1“ von Telefunken skizziert, die als Empfänger den Kurzwellen-Verkehrsempfänger „E 104“ enthält, der auch in der Anlage „EST-104“ verwendet wird. Daraus geht hervor, daß die elektrischen Eigenschaften dieser beiden Anlagen beim F 1-Empfang die gleichen sind, da ja auch die Demodulation über das gleiche Tastgerät „TgFs 127“ erfolgt.

Unter diesen Gesichtspunkten ist es besonders interessant, die im Bild 1 angegebenen Werte für diese beiden Anlagen miteinander zu vergleichen.

Im Bild 4 ist eine ähnliche Antennen-Diversity-Anlage zu sehen, nämlich der Typ „EST-390 a KW/1“ von Telefunken. Hier findet im Gegensatz zu den vorher besprochenen Anlagen kein durchstimmbarer Empfänger Verwendung, sondern ein sogenannter Festfrequenz-Empfänger für fünf einzeln schaltbare Frequenzen („E-390“ — Telefunken). Der Aufwand für eine derartige Anlage ist noch geringer als bei Verwendung eines durchstimmbaren Empfängers. Dabei fällt noch ins Gewicht, daß die Bedienung einer solchen Anlage auch durch relativ ungeübtes Personal vorgenommen werden kann, weil das Abstimmen des Empfängers über einen leicht zu bedienenden Rastschalter erfolgt.

Bild 5 zeigt die Frontansicht der Antennen-Diversity-Empfangsanlage „EST-104 a KW/1“ mit den einzelnen im gemeinsamen Gehäuse untergebrachten Geräten. Die Verdrahtung der Geräte erfolgt über eine Innenverkabelung. Nach außen erscheinen lediglich die Antenneneingänge, der Netzanschluß und die Ausgänge des Tastgeräts.

Schrifttum

- [1] Heidester, R.: Moderner Diversity-Empfang. Funk-Technik Bd. 10 (1955) S. 148—149
- [2] Großkopf, J., Scholz, M., u. Vogt, K.: Korrelations-Messungen im Kurzwellenbereich. Nachrichtentechn. Z. Bd. 11 (1958) S. 91—95
- [3] Allnatt, W., Jones, E. D. J., u. Law, H. B.: Frequency-diversity in the reception of selectively fading binary frequency-modulated signals. Proc. Instn. electr. Eng. Bd. 103 (1956) S. 98—110
- [4] Grisdale, G. L., Moris, I. G., u. Palmer, D. S.: Fading of long distance signals and a comparison of space and polarization diversity reception in the 6—18 Mc/s range. Proc. Instn. electr. Eng. B, Bd. 104 (1957) S. 39—51
- [5] Hausmann, A. H.: An analysis of dual diversity receiving systems. Proc. IRE Bd. 42 (1954) S. 944—947
- [6] Kronjäger, W., Lenhart, B., u. Vogt, K.: Über das Raum-Diversity-Empfangsverfahren nach dem Antennen-Auswahl-System. Nachrichtentechn. Z. Bd. 9 (1956) S. 424—430
- [7] Heidester, R., u. Vogt, K.: Untersuchungen zum Diversity-Empfang nach dem Antennenauswahlssystem. Nachrichtentechn. Z. Bd. 11 (1958) S. 315—319
- [8] Hasselbeck, W.: Wachsende Weitverkehrsempfangsanlagen für Telegrafiedienste. Telefunken-Ztg. Bd. 28 (1955) Nr. 109, S. 162—171
- [9] Hasselbeck, W.: Neuere Telegrafie-Empfangsanlagen für den Weitverkehr auf Kurz- und Langwellen. Telefunken-Ztg. Bd. 32 (1959) Nr. 124, S. 108—118

(eingegangen am 9. Mai 1960)

K. THIELE

Bootstrap-Sägezahngeneratoren mit vergrößerter Linearität der Sägezahnspannung

DK 621.373.43.3.018.751

In Bootstrap-Sägezahngeneratoren kann durch Einbau eines integrierenden Kompensationsnetzwerkes die Linearität der Ausgangs-Sägezahnspannung wesentlich erhöht werden. Im vorliegenden ersten Teil dieser Arbeit wird die Anstiegsphase eines so kompensierten Bootstrap-Sägezahngenerators berechnet und aus den erhaltenen Ergebnissen eine allgemeine Kompensationsbedingung zur Dimensionierung des Kompensationsnetzwerkes hergeleitet.

In Bootstrap-Sägezahngeneratoren kann durch Einbau eines integrierenden Kompensationsnetzwerkes die Linearität der Ausgangs-Sägezahnspannung wesentlich erhöht werden. Die Anstiegsphase eines so kompensierten Bootstrap-Sägezahngenerators wird berechnet und aus den erhaltenen Ergebnissen eine allgemeine Kompensationsbedingung zur Dimensionierung des Kompensationsnetzwerkes hergeleitet. Im Grenzfall $V = 1$ ist dann eine exakte lineare Sägezahnspannung verfügbar. Für den Fall eines unendlich großen Kompensationswiderstandes R_2 erhält man aus den allgemeinen Ergebnissen den normalen Bootstrap-Sägezahngenerator ohne Kompensationsnetzwerk zurück. Bei dem Verstärkungsgrad $V = 1 + C/C_R$

(C Ladekondensator, C_R Rückkoppelkondensator) ergibt sich eine exakt lineare Sägezahnspannung.

1. Einleitung

Zur Erzeugung linearer Sägezahnspannungen verwendet man in steigendem Maße die während des Krieges in den USA entwickelten Bootstrap-Sägezahngeneratoren. Trotz vieler Vorteile sind diese Sägezahngeneratoren im deutschen Fachschrifttum ziemlich unbekannt geblieben. Lediglich Kranert [1] beschrieb theoretisch die Wirkungsweise des am häufigsten benutzten Bootstrap-Sägezahngenerators mit Katodenfolger-Verstärker.

In diesem Beitrag werden die Möglichkeiten zur Linearitätserhöhung der Sägezahnspannung von Bootstrap-Sägezahngeneratoren besprochen. Dazu gibt es zwei unterschiedliche Verfahren:

- 1) Als Bootstrap-Verstärker dient ein Katodenfolger oder eine seiner Abarten (zum Beispiel Doppelkatodenfolger) mit einer Spannungsverstärkung V möglichst nahe Eins. Die Linearitätserhöhung der Sägezahnspannung erfolgt durch ein Kompensationsnetzwerk.

- 2) Als Bootstrap-Verstärker wird statt des Katodenfolgers ein nichtphasenumkehrender Verstärker großer Eingangs- und möglichst niedriger Ausgangsimpedanz mit der Spannungsverstärkung

$$V = 1 + \frac{C}{C_R}$$

verwendet. Als Bootstrap-Verstärker ist der von Elmore und Sands [2] angegebene A 1-Verstärker besonders gut geeignet.

2. Bootstrap-Sägezahngenerator mit Kompensationsnetzwerk

Im Bild 1 ist die Schaltung eines gewöhnlichen Bootstrap-Sägezahngenerators gezeigt. Auf die Wirkungsweise dieses Sägezahngenerators soll an dieser Stelle noch nicht eingegangen werden, da das beim kompensierten Bootstrap-Sägezahngenerator geschieht.

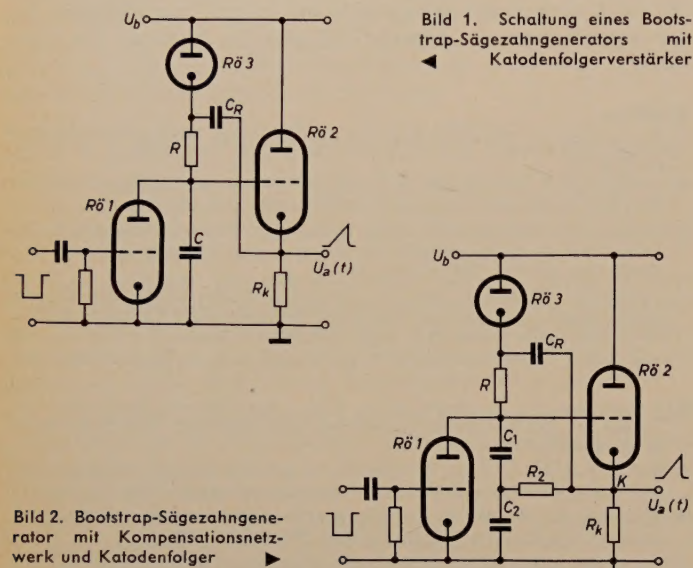


Bild 2. Bootstrap-Sägezahngenerator mit Kompensationsnetzwerk und Katodenfolger

Die Linearität der Sägezahnspannung eines Bootstrap-Sägezahngenerators kann durch geeignet dimensionierte Kompensationsnetzwerke wesentlich erhöht werden. Im Bild 2 ist ein Schaltungsbeispiel eines Bootstrap-Sägezahngenerators mit Kompensationsnetzwerk dargestellt.

Das Kompensationsnetzwerk R_2, C_2 entstand aus dem Ladekondensator C im Bild 1 durch dessen Aufteilung in zwei hintereinandergeschaltete Teilkapazitäten C_1 und C_2 . Die Kompensationskapazität C_2 ist über den Kompensationswiderstand R_2 mit dem Ausgang des Bootstrap-Verstärkers verbunden.

Mit einem negativen Rechteckimpuls am Gitter der Schalttriode ($R51$) wird diese Röhre gesperrt und damit die Anstiegsphase eingeleitet, worauf auch sofort die Schalttriode $R53$ sperrt. Infolge Entladung des Rückkoppelkondensators C_R fließt der Strom i_1 durch die hintereinandergeschalteten Teilkapazitäten C_1 und C_2 .

$$i_1 = \dot{q}_1 = \frac{dq_1}{dt}$$

Bei Wegfall des zwischen C_1 und C_2 eingebauten Kompensationswiderstandes R_2 würde sich der Ladestrom \dot{q}_1 mit zunehmender Aufladung der Teilkapazitäten C_1 und C_2 wegen der gleichzeitig fortschreitenden Entladung des Rückkoppelkondensators C_R verringern. Jede Verringerung des Ladestroms hat eine Verringerung der Linearität der Sägezahnspannung am Eingang des Bootstrap-Verstärkers zur Folge. Dieser Linearitätsabfall wird aber von dem durch den Kompensationswiderstand R_2 und die Kompensationskapazität C_2 fließenden Kompensationsstrom $i_2 = \dot{q}_2$ größtenteils kompensiert. Mit steigender Ausgangsspannung $U_a(t)$ des Bootstrap-Verstärkers vergrößert sich auch der Kompensationsstrom \dot{q}_2 . Der ansteigende Kompensationsstrom \dot{q}_2 wirkt der Verkleinerung des Ladestroms \dot{q}_1 bei steigender Ausgangsspannung des Bootstrap-Verstärkers entgegen. Bei geeigneter Dimensionierung des aus R_2 und C_2 bestehenden integrierenden Kompensationsgliedes kann man für eine Spannungsverstärkung $V < 1$ eine weitgehend linearisierte und für $V = 1$ eine vollständig lineare Sägezahnspannung erhalten. Den rechnerischen Nachweis soll der nächste Abschnitt bringen.

3. Anstiegsphase des Bootstrap-Sägezahngenerators mit Kompensationsnetzwerk

Im Bild 3 ist das allgemeine Ersatzschaltbild des Bootstrap-Sägezahngenerators mit Kompensationsnetzwerk für die Anstiegsphase mit allen interessierenden Strömen und Spannungen zu sehen.

Die Schalttriode $R51$ (innerer Widerstand R_{i1}) und die Schalttriode $R53$ (innerer Widerstand R_D) sind durch Schalter mit den zugehörigen inneren Widerständen dargestellt. Während der Anstiegsphase ist $R51$ durch einen negativen Rechteckimpuls, $R53$ durch die ansteigende Ausgangsspannung $U_a(t)$ des Bootstrap-Verstärkers gesperrt, weil

$$U_a(t) + U_{C_R}(t) \geq U_b$$

Der Bootstrap-Verstärker hat eine sehr hohe Eingangsimpedanz. Deshalb wurde er mit offenem Eingang im Bild 3 dargestellt. Im Bootstrap-Verstärker wird die Eingangsspannung $u_g(t)$ um den Faktor V auf

$$u_a(t) = V u_g(t) \quad (1)$$

verstärkt. R_a ist die Ausgangsimpedanz des Bootstrap-Verstärkers, die möglichst klein sein soll. Der Katodenfolger im Bild 2 hat zum Beispiel die Ausgangsimpedanz

$$R_a = \frac{\frac{R_{i2}}{\mu_2 + 1} R_k}{\frac{R_{i2}}{\mu_2 + 1} + R_k} \quad (2)$$

Da $R_k \gg \frac{R_{i2}}{\mu_2 + 1}$ und $\mu_2 = S_2 R_{i2} \gg 1$, erhält man aus Gl. (2)

$$R_a \approx \frac{1}{S_2} \quad (3)$$

(S_2 ist die Steilheit der Verstärkerröhre $R52$).

Mit den üblichen Steilheiten $S_2 = 10 \dots 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ ergibt sich aus

Gl. (3) eine Ausgangsimpedanz R_a zwischen 100 und 1000 Ω . Röhren mit großen Steilheiten haben nach Gl. (3) in der Katodenfolgerschaltung besonders kleine Ausgangsimpedanzen.

Bild 4 (rechts). Ersatzschaltbild des kompensierten Bootstrap-Sägezahngenerators in der statischen Phase

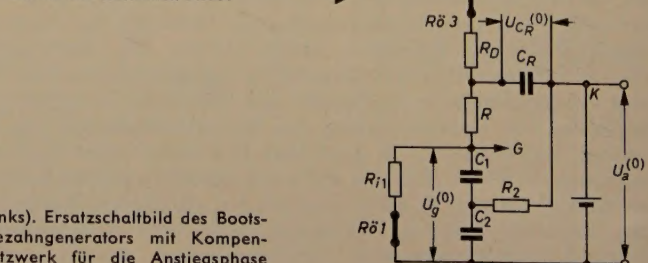
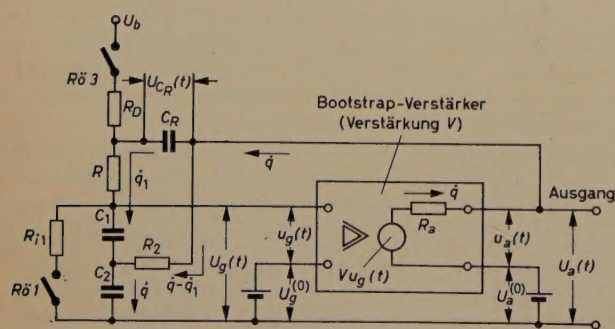


Bild 3 (links). Ersatzschaltbild des Bootstrap-Sägezahngenerators mit Kompensationsnetzwerk für die Anstiegsphase



Der Ladewiderstand R und der Kompensationswiderstand R_2 liegen bei den üblichen Schaltungen der Bootstrap-Sägezahngeneratoren gewöhnlich zwischen 0,1 und 1 MΩ. Für die Anstiegsphase kann der an der Ausgangsimpedanz R_a des Bootstrap-Verstärkers durch den Gesamtstrom i hervorgerufene Spannungsabfall ohne weiteres vernachlässigt werden. Es entsteht nur ein sehr geringfügiger Fehler, wenn für die Anstiegsphase die Ausgangsimpedanz des Bootstrap-Verstärkers gleich Null gesetzt wird. Für die im nächsten Abschnitt durchgeführte Ableitung der Anstiegsphase ist das vorausgesetzt.

Im Bild 4 ist die Schaltung des kompensierten Bootstrap-Sägezahn-generators mit den im Bild 3 auftretenden Gleichspannungen $U_g^{(0)}$, $U_{C_R}^{(0)}$ und $U_a^{(0)}$ für die der Anstiegsphase vorausgehende statische Phase gezeigt. Während der statischen Phase leiten die Schalt-röhre $Rö\ 1$ und die Schalt-diode $Rö\ 3$. In der statischen Phase liegt am Eingang des Bootstrap-Verstärkers die Eingangsspannung $u_g(t) = 0$. Der Verstärkerausgang liefert keine Ausgangsspannung; er kann während der statischen Phase als kurzgeschlossen angesehen werden. Für die weiter unten interessierende Spannung

$$U_0 = U_a^{(0)} + U_{C_R}^{(0)} - U_g^{(0)} \tag{4}$$

kann man aus Bild 4 die Beziehung

$$U_0 = \frac{R}{R + R_{i_1} + R_D} U_b = U_b - \frac{R_{i_1} + R_D}{R + R_{i_1} + R_D} U_b \approx U_b - U_a^{(0)} \approx U_b \tag{5}$$

entnehmen.

3.1 Berechnung der Anstiegsphase

Aus der Ersatzschaltung Bild 3 lassen sich unter Vernachlässigung der Ausgangsimpedanz R_a des Bootstrap-Verstärkers die Gleichungen

$$\left. \begin{aligned} U_a(t) + U_{C_R}(t) &= U_g(t) + R\dot{q}_1 & \text{(I)} \\ \text{und} \quad U_a(t) &= U_{C_2}(t) + R_2(\dot{q} - \dot{q}_1) & \text{(II)} \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

ablesen. Weiterhin ist

$$\left. \begin{aligned} U_g(t) &= U_g^{(0)} + u_g(t) = U_g^{(0)} + \frac{q_1}{C_1} + \frac{q}{C_2} \\ U_a(t) &= U_a^{(0)} + u_a(t) = U_a^{(0)} + V u_g(t) = U_a^{(0)} + V \left(\frac{q_1}{C_1} + \frac{q}{C_2} \right) \\ U_{C_R}(t) &= U_{C_R}^{(0)} - u_{C_R}(t) = U_{C_R}^{(0)} - \frac{q_1}{C_R} \\ U_{C_1}(t) &= U_{C_1}^{(0)} + u_{C_1}(t) = U_{C_1}^{(0)} + \frac{q_1}{C_1} \\ U_{C_2}(t) &= U_{C_2}^{(0)} + u_{C_2}(t) = U_a^{(0)} + \frac{q}{C_2} \end{aligned} \right\} \tag{7}$$

Damit erhält man aus Gl. (6) das Differentialgleichungssystem

$$\left. \begin{aligned} R\dot{q}_1 + \left(\frac{1}{C_R} + \frac{1-V}{C_1} \right) q_1 + \frac{1-V}{C_2} q &= U_0 & \text{(I)} \\ -R_2\dot{q}_1 - \frac{V}{C_1} q_1 + R_2\dot{q} + \frac{1-V}{C_2} q &= 0 & \text{(II)} \end{aligned} \right\} \tag{8}$$

Die in Gl. (8) auftretende Spannung U_0 ist aus Gl. (4) oder Gl. (5) zu entnehmen. An Stelle der Ladungen q_1 und q setzt man in Gl. (8) die Kondensator-Teilspannungen $u_{C_1}(t)$ und $u_{C_2}(t)$ ein.

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= C_1 u_{C_1}(t) = C_1 u_1 \\ q &= C_2 u_{C_2}(t) = C_2 u_2 \end{aligned} \right\} \tag{9}$$

Dann erhält man schließlich aus Gl. (8) das Differentialgleichungs-system

$$\left. \begin{aligned} RC_1\dot{u}_1 + \left(1 + \frac{C_1}{C_R} - V \right) u_1 + (1-V) u_2 &= U_0 & \text{(I)} \\ -R_2C_1\dot{u}_1 - V u_1 + R_2C_2\dot{u}_2 + (1-V) u_2 &= 0 & \text{(II)} \end{aligned} \right\} \tag{10}$$

3.1.1 Lösung des Differentialgleichungssystems

Das Differentialgleichungssystem (10) wird der Laplacetransformation

$$\bar{f}(p) = \int_0^\infty f(t) e^{-pt} dt \Leftrightarrow f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \bar{f}(p) e^{pt} dp$$

unterworfen. Unter Beachtung der Anfangsbedingungen

$$u_1(0) = 0, \quad u_2(0) = 0 \tag{11}$$

gelten folgende Korrespondenzen:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &\Leftrightarrow \bar{u}_1(p), & \dot{u}_1(t) &\Leftrightarrow p\bar{u}_1(p) \\ u_2(t) &\Leftrightarrow \bar{u}_2(p), & \dot{u}_2(t) &\Leftrightarrow p\bar{u}_2(p) \\ U_0 &\Leftrightarrow \frac{U_0}{p} \end{aligned} \right\} \tag{12}$$

Das Differentialgleichungssystem (10) geht nach Anwendung der Laplacetransformation in ein gewöhnliches lineares Gleichungs-system für die beiden unbekannten transformierten Kondensator-Teilspannungen \bar{u}_1 und \bar{u}_2 über.

$$\left. \begin{aligned} (RC_1p + 1 + \frac{C_1}{C_R} - V) \bar{u}_1 + (1-V) \bar{u}_2 &= \frac{U_0}{p} & \text{(I)} \\ -(R_2C_1p + V) \bar{u}_1 + (R_2C_2p + 1 - V) \bar{u}_2 &= 0 & \text{(II)} \end{aligned} \right\} \tag{13}$$

Mittels der Cramerschen Determinantenregel wird das Gleichungs-system (13) nach den transformierten Teilspannungen \bar{u}_1 und \bar{u}_2 auf-gelöst. Dabei wird die Nennerdeterminante mit $RR_2C_1C_2N$ abgekürzt.

$$\bar{u}_1 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{U_0}{p} & 1-V \\ 0 & R_2C_2p + 1 - V \end{vmatrix}}{RR_2C_1C_2N} \tag{14}$$

$$\bar{u}_2 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{U_0}{p} & -\left(RC_1p + 1 + \frac{C_1}{C_R} - V \right) \\ 0 & R_2C_1p + V \end{vmatrix}}{RR_2C_1C_2N} \tag{15}$$

(7) Dabei ist

$$RR_2C_1C_2N = \begin{vmatrix} RC_1p + 1 + \frac{C_1}{C_R} - V & 1-V \\ -(R_2C_1p + V) & R_2C_2p + 1 - V \end{vmatrix} \tag{16}$$

Nach dem Ausmultiplizieren der Determinante (16) erhält man für N die Beziehung

$$N = p^2 + a_1p + a_0 = (p + p_1)(p + p_2) \tag{17}$$

Die in Gl. (17) enthaltenen Abkürzungen a_1 , a_0 , p_1 und p_2 bedeuten:

$$a_0 = \frac{1-V}{RR_2C_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_R} \right) \tag{18}$$

$$a_1 = \frac{\frac{1}{C_R} + (1-V) \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}{R} + \frac{1-V}{R_2C_2} \tag{19}$$

$$p_1 = \frac{a_1}{2} + \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_0}, \quad p_2 = \frac{a_1}{2} - \sqrt{\frac{a_1^2}{4} - a_0} \tag{20}$$

Aus den Gl. (14) und (15) berechnet man die transformierte Gesamt-spannung

$$\bar{u}_g = \bar{u}_1 + \bar{u}_2 \Leftrightarrow u_g(t) \tag{21}$$

Die Spannung $u_g(t)$ ist die am Eingang des Bootstrap-Verstärkers

liegende Eingangsspannung, die am Verstärkerausgang als Ausgangsspannung

$$u_a(t) = V u_g(t) \quad (22)$$

zur Verfügung steht.

Man bildet die Summe $\bar{u}_g = \bar{u}_1 + \bar{u}_2$ durch Addition der Determinanten (14) und (15). Das ist gestattet, weil die jeweils erste Spalte in beiden Determinanten gleich ist. Unter Beibehaltung der ersten Spalte addiert man die Elemente der zweiten Spalte (Regel von der Determinantenaddition) und erhält

$$\begin{aligned} \bar{u}_g &= \frac{\begin{vmatrix} \frac{U_0}{p} & -\left(RC_1 p + \frac{C_1}{C_R}\right) \\ 0 & R_2(C_1 + C_2)p + 1 \end{vmatrix}}{RR_2 C_1 C_2 N} = \\ &= \frac{U_0}{R} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{p + \frac{1}{R_2(C_1 + C_2)}}{pN} \end{aligned} \quad (23)$$

Nach Einführen der aus der Hintereinanderschaltung der Teilkapazitäten C_1 und C_2 resultierenden Kapazität C , wobei

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}, \quad (24)$$

und mit der Abkürzung $p_0 = \frac{1}{R_2(C_1 + C_2)}$ (25)

geht Gl. (23) in $\bar{u}_g = \frac{U_0}{RC} \frac{p + p_0}{p(p + p_1)(p + p_2)} = \frac{U_0}{RC} \bar{f}(p)$ (26)

über. Einer Korrespondenztabelle der Laplacetransformation entnimmt man die zu $\bar{f}(p)$ gehörende Oberfunktion $f(t)$ und erhält

$$\begin{aligned} \bar{f}(p) &= \frac{p + p_0}{p(p + p_1)(p + p_2)} \leftrightarrow f(t) = \\ &= \frac{p_0(p_1 - p_2) + p_2(p_0 - p_1)e^{-p_1 t} + p_1(p_2 - p_0)e^{-p_2 t}}{p_1 p_2 (p_1 - p_2)} \end{aligned} \quad (27)$$

Im allgemeinen Fall verläuft die Ausgangsspannung

$$u_a(t) = V u_g(t)$$

des Bootstrap-Sägezahngenerators mit Kompensationsnetzwerk nach der Zeitfunktion

$$u_a(t) = \frac{V U_0}{RC} f(t) \quad (28)$$

Die in Gl. (27) auftretenden Exponentialfunktionen entwickelt man nach der Formel

$$e^{-at} = 1 - \frac{at}{1!} + \frac{(at)^2}{2!} - \frac{(at)^3}{3!} + \dots$$

in eine Potenzreihe nach t und erhält für die ersten drei Glieder

$$f(t) = t(1 + b_1 t + b_2 t^2 + \dots) \quad (29)$$

Es ist

$$b_1 = \frac{p_0 - a_1}{2}, \quad b_2 = -\frac{a_0 + a_1(p_0 - a_1)}{6} \quad (30)$$

Bei der Potenzreihenentwicklung der Gl. (27) und der Berechnung der Koeffizienten b_1 und b_2 wurden die Gl. (18), (19) und (20) weitgehend verwendet.

3.1.2 Dimensionierung des Kompensationsnetzwerks R_2, C_2

Der in Gl. (29) in der runden Klammer stehende Ausdruck

$$r(t) = b_1 t + b_2 t^2 + \dots \quad (31)$$

beschreibt die Abweichung der Verstärker-Eingangs- oder -Ausgangsspannung von einem exakt linearen Sägezahn. Je kleiner das Rest-

glied $r(t)$ gemacht werden kann, desto besser ist die Linearität der Sägezahnspannung $u_g(t)$ oder $u_a(t)$. Das Restglied wird besonders klein, wenn durch geeignete Dimensionierung der Koeffizient b_1 zu Null gemacht werden kann. Das ist möglich, indem man das aus R_2 und C_2 bestehende Kompensationsnetzwerk entsprechend bemißt.

Nach Gl. (30) wird $b_1 = 0$, wenn die Bedingung

$$p_0 = a_1 \quad (32)$$

erfüllt ist. Durch Gleichsetzen der Gl. (19) und (25) ergibt sich

$$\frac{1}{C_R} + (1 - V) \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1 - V}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_2(C_1 + C_2)}$$

Die Auflösung dieser Gleichung nach R_2 ergibt die äußerst wichtige allgemeine Kompensationsbedingung für Bootstrap-Sägezahngeneratoren mit Kompensationsnetzwerk.

Allgemeine Kompensationsbedingung

$$R_2 = \frac{V - \frac{C_1}{C_1 + C_2}}{(1 - V) \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) + \frac{C_2}{C_R}} R \quad (33)$$

Für den praktisch besonders wichtigen Spezial- und Grenzfall $V = 1$ vereinfacht sich die allgemeine Kompensationsbedingung Gl. (33) wesentlich.

Kompensationsbedingung für $V = 1$

$$R_2 = \frac{C_R}{C_1 + C_2} R \quad (34)$$

Ist die allgemeine Kompensationsbedingung Gl. (33) erfüllt, dann vereinfacht sich b_2 in Gl. (30) wegen $b_1 = 0$ ($p_0 = a_1$) zu

$$b_2 = -\frac{a_0}{6} = -\frac{1 - V}{6 R R_2 C_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_R} \right) \quad (35)$$

a_0 wurde aus Gl. (18) in vorstehende Gleichung eingesetzt. Mit $b_1 = 0$ und b_2 aus Gl. (35) geht $f(t)$ nach Gl. (29) in

$$f(t) = t \left[1 - \frac{1 - V}{6 R R_2 C_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_R} \right) t^2 \right] = t [1 + \Delta(t)] \quad (36)$$

über. Je größer R und die Zeitkonstante $R_2 C_2$ sind, desto geringfügiger ist die Abweichung von einem idealen Sägezahn $f(t) = t$. Gewöhnlich dimensioniert man

$$C_2 = (1 \dots 10) C_1$$

Die Größe $\Delta(t)$ in Gl. (36) beschreibt die relative Abweichung der Zeitfunktion $f(t)$ von einem idealen Sägezahn t

$$\Delta(t) = \frac{f(t) - t}{t} = -\frac{1 - V}{6 R R_2 C_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_R} \right) t^2 \quad (37)$$

Bild 5 zeigt das Verhalten der Zeitfunktion $f(t)$ für verschiedene Verstärkungen V des Bootstrap-Verstärkers, wobei der Bootstrap-Sägezahngenerator nach Gl. (33) kompensiert ist.

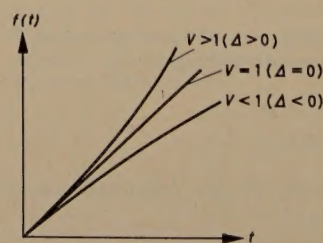


Bild 5. Ausgangsspannung des kompensierten Bootstrap-Sägezahngenerators für verschiedene Verstärkungen

Für $V < 1$ tritt eine negative, für $V > 1$ eine positive Abweichung Δ vom exakt linearen Sägezahn auf. $V = 1$ ergibt einen exakt linearen Sägezahn. (Wird fortgesetzt)

D. GOSSEL

Parametrische Verstärker

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 15 (1961) Nr. 3, S. 95

DK 621.375.5

Die spannungsabhängige Kapazität einer in Sperrrichtung betriebenen Halbleiterdiode wird am Modell eines pn-Übergangs erklärt. An Hand der zugehörigen Ersatzschaltung folgt die Berechnung der oberen Grenzfrequenz als Funktion des Diodenbahnwiderstandes R_s und der Festkapazität C_0 . Ein Kapitel über Rauschen behandelt zunächst die Definition der Rauschkenngrößen allgemein und anschließend die Rauseigenschaften der parametrischen Diodenverstärker. Auf den begrenzten Aussagewert der Rauschzahl hinsichtlich der Betriebseigenschaften wird hingewiesen. Abschließend sind die Daten einiger experimenteller Verstärker, über die in der Literatur berichtet worden ist, zusammengestellt.

3. Funktion und Eigenschaften der Kapazitätsdiode

3.1 Der pn-Übergang als spannungsabhängige Kapazität
Die Spannungsabhängigkeit der Diodensperrschichtkapazität bietet die Möglichkeit, das Gedankenexperiment mit den mechanisch auf- und abbewegten (gepumpten) Kondensatorplatten elektronisch zu verwirklichen.

Eine Diode besteht aus einem Stück halbleitenden Material, dessen eine Seite p-leitend und dessen andere Seite n-leitend ist (Bild 10a).

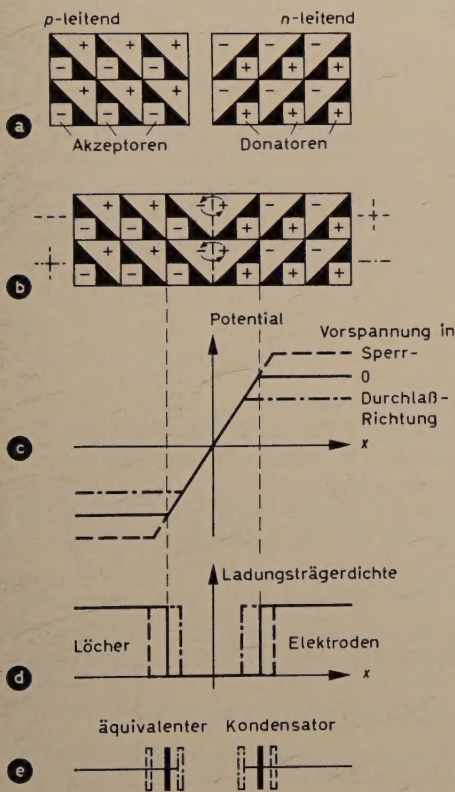


Bild 10. Wirkungsweise der spannungsabhängigen Kapazität einer in Sperrrichtung betriebenen Halbleiterdiode

Im p-leitenden Stück sind bewegliche positive Ladungsträger, sogenannte Löcher, für die elektrische Leitfähigkeit verantwortlich, die durch feste negative Ladungen neutralisiert werden. Im n-leitenden Stück sorgen bewegliche negative Ladungsträger, nämlich Elektronen, für die Leitfähigkeit. Sie werden durch feste positive Ladungen elektrisch neutralisiert. An der Grenze zwischen p- und n-Gebiet ist dieses Ladungsgleichgewicht gestört: Elektronen diffundieren aus dem Gebiet höherer Elektronenkonzentration in ein Gebiet niedrigerer Konzentration, also ins p-Gebiet hinein, und Entsprechendes tun die Löcher; sie dringen in das n-Gebiet vor (Bild 10b). Dieser Tendenz der Löcher und Elektronen, sich gegenseitig zu „besuchen“, wird durch das gleichzeitig entstehende elektrische Feld Einhalt geboten, das dem

Diffusionsbestreben der beweglichen Ladungsträger entgegenwirkt. Schließlich stellt sich ein Gleichgewicht zwischen thermischen und elektrischen Kräften ein. Die zugehörige Potentialschwelle und die Ladungsträgerkonzentration in der Umgebung der Grenzschicht zeigen die Bilder 10c und 10d. Die an Ladungsträgern verarmte, daher schlecht leitende Grenzschicht wird auf beiden Seiten von gut leitenden Bereichen, in denen viele bewegliche Ladungsträger vorhanden sind, begrenzt. Das wirkt wie ein Plattenkondensator, dessen Dielektrikum die nichtleitende Grenzschicht ist. Je nach Vorzeichen einer angelegten äußeren Spannung wird die Grenzschicht größer oder kleiner, abhängig davon, ob das äußere Feld die beweglichen Ladungen von der Sperrschicht abzieht oder in sie hineindrückt. Entsprechend wird die Sperrschichtkapazität kleiner oder größer.

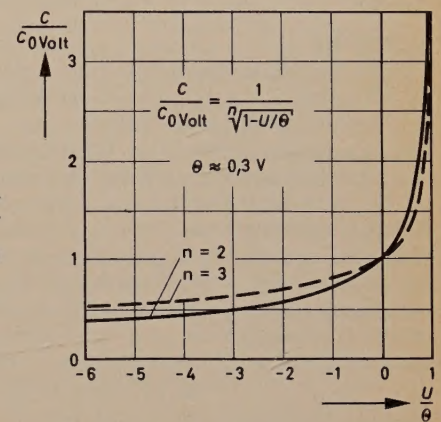


Bild 11. Die Diodenkapazität als Funktion der angelegten Spannung
 θ = Diffusionsspannung

Im Bild 11 ist die Kapazität einer Diode als Funktion der angelegten Spannung aufgetragen. Die nutzbare Kapazitätsvariation $\Delta C/C_0$ speziell ausgesuchter Dioden, wie sie heute in Amerika käuflich zu haben sind, liegt etwa zwischen 1:2 und 1:5, der Preis zwischen 200,— DM und 2500,— DM je Stück (Anfang 1960).

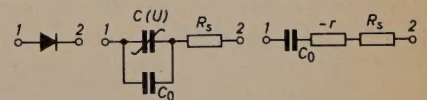
Für Zwecke der parametrischen Verstärkung haben sich Siliziumdioden durchgesetzt, da sie unter anderem bessere Temperatureigenschaften als Germaniumdioden haben und weniger empfindlich gegen Überlastung sind.

3.2 Die obere Grenzfrequenz

Im Gegensatz zum Transistor, an dessen Funktion Minoritätsladungsträger mit großer Lebensdauer entscheidend beteiligt sind, arbeitet die Kapazitätsdiode mit Majoritätsladungsträgern. Auf Grund deren geringer Lebensdauer von etwa 10^{-13} s und auf Grund der winzigen Sperrschicht-Dickenänderungen bei Aussteuerung spielen Laufzeiteffekte bis zu den höchsten technisch interessanten Frequenzen keine Rolle.

Viel früher wird eine andere Grenze erreicht, die durch den Diodenbahnwiderstand R_s und die spannungsunabhängige Festkapazität C_0

Bild 12. Ersatzschaltbild einer Kapazitätsdiode



der Diode gegeben ist. Aus der Ersatzschaltung im Bild 12 ersieht man, daß C_0 die variable Kapazität $C(U)$ um so mehr kurzschließt, je höher die Frequenz wird. C_0 und R_s sind von den physikalischen und geometrischen Eigenschaften der Diode abhängig.

Nach Gl. (12) verliert die Diode ihre entdämpfende Wirkung auf den Schwingkreis, wenn r gleich dem Diodenbahnwiderstand wird.

Damit berechnet sich aus Gl. (12) die oberste Frequenz, bis zu der noch Verstärkung erreichbar ist, zu

$$f_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi R_s C_0} \cdot \frac{\Delta C}{C_0} \quad (18)$$

$\Delta C/C_0$ kann im günstigsten Fall nicht größer als 1 werden, da $C(t)$ nach Gl. (8) immer positiv bleiben muß. Bei praktisch ausgeführten Dioden mit $C_0 = 0,4 \dots 2,0$ pF und $R_s = 0,8 \dots 5,0 \Omega$ sind danach oberste Frequenzgrenzen von 30...60 GHz zu erwarten. Das Bestreben der Hersteller von parametrischen Dioden geht also dahin, sowohl C_0 als auch R_s möglichst klein zu machen. Die Kleinhaltung des Bahnwiderstandes ist noch aus einem anderen Grunde wichtig: Der überwiegende Teil des Beitrags, den der parametrische Verstärker zum Gesamtrauschen hinzufügt, wird in R_s erzeugt. Versuche, bei denen, auf dieser Einsicht fußend, Dioden auf die Temperatur des flüssigen Heliums abgekühlt wurden, erbrachten eine wesentliche Rauschminderung.

Eine weitere Grenze entsteht dadurch, daß die erforderliche Pumpleistung für konstantes $\Delta C/C_0$ quadratisch mit der Frequenz wächst und nur noch mit großem Aufwand aufgebracht werden kann. Typische Zahlenwerte für Varactordioden [8] sind 0,5...10 mW bei $f_p = 2$ GHz, 10...200 mW bei $f_p = 10$ GHz.

4. Rauschen

4.1 Die Rauschkenngrößen Schwächungsfaktor f , Rauschabstand S , Rauschzahl F , effektive Rauschtemperatur T_e und Antennentemperatur T_A

Die Rauscheigenschaften eines Übertragungssystems können durch einen Schwächungsfaktor f beschrieben werden, der angibt, wievielmal kleiner der Rauschabstand am Ausgang als der Rauschabstand am Eingang des Systems ist.

Wenn P_{s1} und P_{s2} die Signalleistungen, P_{r1} und P_{r2} die Rauschleistungen sowie $S_1 = P_{s1}/P_{r1}$ und $S_2 = P_{s2}/P_{r2}$ die Rauschabstände an Eingang und Ausgang sind, ergibt sich der Schwächungsfaktor zu

$$f = \frac{S_1}{S_2} \quad \text{oder} \quad f = \frac{P_{r2}}{v_p \cdot P_{r1}}, \quad (19)$$

wenn man die Leistungsverstärkung $v_p = P_{s2}/P_{s1}$ einführt. Die Rauschleistung am Ausgang setzt sich aus dem verstärkten Eingangs-

gestellten Generators G . Die aus R_A maximal entnehmbare Rauschleistung ist $kT_A B$ (Boltzmannsche Konstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K, B = Bandbreite in Hertz), das Eingangsrauschen

$$P_{r1} = c k T_A B \quad (23)$$

mit der Anpassungskonstante $c \leq 1$.

Der auf den Eingang transformierte Rauschanteil P_{v1} , der dem rauschfreien Vierpol im Bild 13b zusätzlich außer P_{r1} zufließt, kann ersatzbildmäßig als von einer Erhöhung der Temperatur von R_A um die sogenannte effektive Rauschtemperatur T_e des Verstärkers herührend gedeutet werden.

Da die Anpassungsverhältnisse durch die gedachte Temperaturerhöhung nicht verändert worden sind ($c = \text{const}$), kann entsprechend Gl. (23)

$$P_{r1} + P_{v1} = c k (T_A + T_e) B \quad (24)$$

geschrieben werden. Man setzt die Gl. (23) und (24) in Gl. (22) ein und erhält

$$f = 1 + \frac{T_e}{T_A} \quad (25)$$

Die effektive Temperatur T_e ist ein Maß für den absoluten Rauschbeitrag des Verstärkers. Sein relativer Rauschbeitrag T_e/T_A , der in den Schwächungsfaktor f eingeht, ist von der — mit verschiedenen Generatoren wechselnden — Temperatur T_A abhängig. Der Schwächungsfaktor f kann also dem Verstärker nicht fest zugeordnet werden. Dieser Nachteil wird durch Wahl einer speziellen Quellentemperatur $T_A = T_0 = 290^\circ\text{K}$ (Zimmertemperatur) umgangen. Damit geht f in die Rauschzahl

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{290^\circ\text{K}} \quad (26)$$

über, die häufig in Dezibel angegeben wird.

$$F_{[\text{dB}]} = 10 \lg F \quad (27)$$

Der relative Rauschbeitrag für den Fall, daß Quellen- und Zimmertemperatur einander gleich sind,

$$\frac{T_e}{T_0} = F - 1, \quad (28)$$

wird als zusätzliche Rauschzahl bezeichnet.

In der durch Gl. (26) gegebenen Form ist die Rauschzahl eine dimensionslose Größe. Gebräuchlich ist auch, das Rauschen eines Verstärkers in $F k T_0$ anzugeben. Man bezeichnet da mit die gedachte, dem rauschfrei angenommenen Vierpol zugeführte Eingangsleistung je Hertz Bandbreite für den Fall der Leistungsanpassung ($c = 1$).

$$F k T_0 = k (T_0 + T_e) \quad (29)$$

Ein Empfänger, der zum Beispiel mit $3 k T_0$ rauscht, hat die Rauschzahl 3, das entspricht 4,8 dB, die zugehörige effektive Rauschtemperatur ist $T_e = 580^\circ\text{K}$.

Bild 14 zeigt den Zusammenhang zwischen F und T_e .

Bei HF-Vorverstärkern ist der Generator G im Bild 13 meist eine Antenne mit dem Strahlungswiderstand R_A . Hier wird die Quellentemperatur T_A als Antennentemperatur bezeichnet. T_A ist nicht etwa die Temperatur der Antennendrähte, Zuleitungen usw., sondern

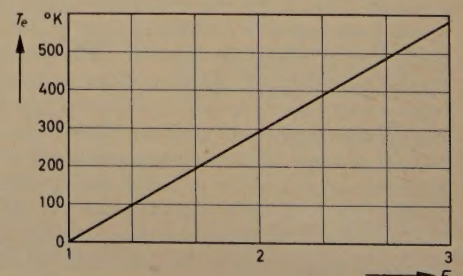


Bild 14. Effektive Rauschtemperatur T_e als Funktion der Rauschzahl F

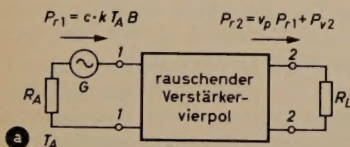
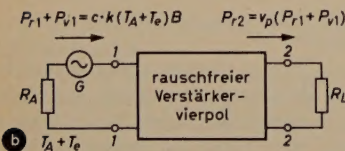


Bild 13. Zur Definition der Rauschkenngrößen



rauschen und einem Rauschbeitrag P_{v2} des Verstärkers (Bild 13a) zusammen.

$$P_{r2} = v_p P_{r1} + P_{v2} \quad (20)$$

Transformiert man P_{v2} an den Eingang, das heißt, ersetzt man es durch eine zusätzliche, dem Eingang des nun rauschfrei gedachten Verstärkervierpols zugeführte Rauschleistung $P_{v1} = P_{v2}/v_p$ (Bild 13b), dann erhält man

$$P_{r2} = v_p (P_{r1} + P_{v1}) \quad (21)$$

Der Schwächungsfaktor ist dann

$$f = \frac{P_{r1} + P_{v1}}{P_{r1}} \quad (22)$$

Als Quelle des Eingangsrauschens betrachtet man den auf der Temperatur T_A befindlichen Innenwiderstand R_A des im Bild 13a dar-

die Temperatur eines Widerstandes der Größe R_A , der das gleiche Rauschen verursachen würde wie die Antenne. Die Antennentemperatur hängt vom Störpegel ab, ist also unter anderem eine Funktion der Frequenz. Im allgemeinen ist oberhalb von 100 MHz $T_A < T_0$, unterhalb 100 MHz $T_A > T_0$.

Im Bild 15 ist der Schwächungsfaktor f als Funktion der Rauschzahl F mit T_A/T_0 als Parameter aufgetragen (ausgezogene Kurven). Eine Verringerung der Rauschzahl ist besonders bei niedrigen Antennentemperaturen lohnend, da sie sich in einer mehr als proportionalen Verkleinerung des Schwächungsfaktors bemerkbar macht. Bei $T_A/T_0 = 1/10$ und $F = 2$ dB beispielsweise ergibt eine Verringerung der Rauschzahl um nur 0,5 dB eine Rauschabstandsverbesserung von 1,3 dB.

Umgekehrt liegen die Verhältnisse bei hohen Antennentemperaturen — bei längeren Wellen also. Hier ist der Störpegel auf der Antenne im Vergleich zum Empfängerrauschen so groß ($T_e/T_A \ll 1$ in Gl. (25)), daß der Schwächungsfaktor davon kaum beeinflußt wird. Dies ist der Grund, warum Rauschprobleme meistens erst bei höheren Frequenzen interessant werden.

4.2 Rauschen in parametrischen Verstärkern

Ausgehend vom Schwächungsfaktor nach Gl. (22), sind beim Diodenverstärker die Quellen, aus denen die wesentlichen Beiträge zum zusätzlichen Eingangsrauschen P_{v1} kommen,

- 1) der Diodenserienwiderstand R_s mit $P_{R_s} = c k T_e B$ und
- 2) der Abschlußwiderstand des Schwingkreises für das untere beziehungsweise obere Seitenband. Die von ihm herrührende Rauschleistung wird entsprechend Gl. (14) in den Signalkreis übertragen und dann verstärkt. Sein Rauschbeitrag ist

$$P_{Sb} = \frac{f_s}{f_{Sb}} \cdot c \cdot k \cdot T_{Sb},$$

wobei f_{Sb} je nach Betriebsart das untere Seitenband $f_p - f_s$ oder das obere Seitenband $f_p + f_s$ bezeichnet. T_{Sb} ist die Temperatur des Abschlußwiderstandes.

Mit $P_{r1} = P_{R_s} + P_{Sb}$ wird der Schwächungsfaktor

$$f = 1 + \frac{T_e}{T_A} + \frac{f_s}{f_{Sb}} \frac{T_{Sb}}{T_A} \quad (30)$$

und mit $T_A = T_0$ die Rauschzahl

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} + \frac{f_s}{f_{Sb}} \frac{T_{Sb}}{T_0} \quad (31)$$

Während der zweite Term nur geringen Anteil an der Rauschzahl hat, da R_s sehr schlecht angepaßt ist, bringt der dritte Term — das Seitenbandrauschen — einen wesentlichen Beitrag. Man kann ihn verkleinern, indem man f_s/f_{Sb} oder T_{Sb}/T_0 oder beide klein gegen 1 macht. Verkleinern von f_s/f_{Sb} bringt außerdem eine Verbesserung des Bandbreitenproduktes (Abschnitt 2.2.1).

In vielen praktischen Fällen kann angenommen werden, daß Signal- und Seitenbandkreis vom gleichen Widerstand, dem Strahlungswiderstand R_A der Antenne, belastet werden. Dann ist

$$T_{Sb} = T_A \text{ beziehungsweise } T_{Sb} = T_0$$

und, wenn die Pumpfrequenz nahe der halben Signalfrequenz liegt,

$$f_s \approx f_{Sb}$$

Schwächungsfaktor und Rauschzahl vereinfachen sich zu

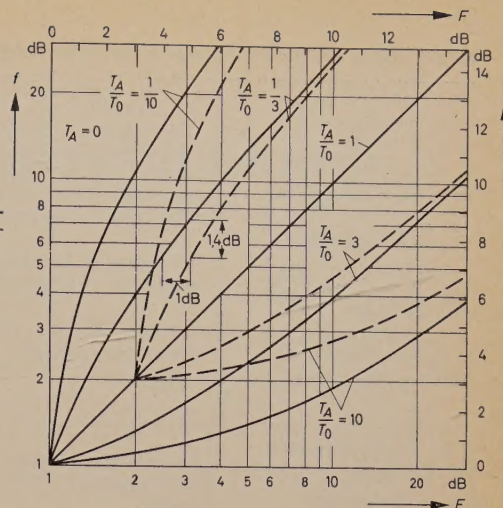
$$f = 2 + \frac{T_e}{T_A} \quad (32)$$

und

$$F = 2 + \frac{T_e}{T_0}, \quad (33)$$

können nicht kleiner als 2 werden.

Bild 15. Schwächungsfaktor f als Funktion der Rauschzahl F



Der Zusammenhang zwischen f und F mit T_A/T_0 als Parameter für diesen speziellen Fall ist im Bild 15 gestrichelt eingetragen. Vergleicht man parametrischen und konventionellen Röhrenverstärker gleicher Rauschzahl miteinander, dann stellt man durch Vergleich von Gl. (26) mit Gl. (33) fest, daß der Rauschbeitrag des parametrischen Verstärkers $(1 + T_0/T_e)$ -mal kleiner ist als der des Röhrenverstärkers. Das macht sich in unterschiedlichen Schwächungsfaktoren bemerkbar, sobald Antennen- und Zimmertemperatur voneinander abweichen. Wie man an Hand der gestrichelten und ausgezogenen Kurven im Bild 15 sieht, liegt die Grenzemfindlichkeit eines parametrischen Verstärkers mit zum Beispiel 5 dB bei etwa 100° K Antennentemperatur ($T_A/T_0 = 1/3$) um 1,4 dB höher als die eines konventionellen Verstärkers gleicher Rauschzahl. Um die gleiche Empfindlichkeit zu erreichen, müßte der konventionelle Verstärker eine um 1 dB kleinere Rauschzahl, nämlich 4 dB, haben.

Die bisherigen Betrachtungen galten unter den für Einseitenbandbetrieb getroffenen Voraussetzungen, wenn das Signal im Signalband, das Eingangsrauschen aber sowohl im Signal- wie auch im Seitenband dem parametrischen Verstärker zugeführt wird.

Fließt Signalenergie jedoch über Signal- und Seitenband zu, dann verringert sich die Rauschzahl um den Faktor $2 - T_e/2 T_0$. Dabei ist $T_e/T_0 \ll 1$, die Rauschzahl verringert sich praktisch also um 3 dB. Das ist zum Beispiel in der Radioastronomie der Fall, in der das Signal selbst ein breitbandiges, inkohärentes Rauschen ist. Der parametrische Verstärker aus dem letzten Beispiel hätte hier eine Rauschzahl von 2 dB.

Die Aufgabe dieses Abschnittes war, einen kurzen Überblick über das Rauschverhalten parametrischer Verstärker zu vermitteln. Die angegebenen Beziehungen sind Näherungen. Sie enthalten daher nicht alle Einflußgrößen, die eine genauere Analysis [4] berücksichtigen müßte. Als wesentliches Ergebnis sei festgestellt, daß die Rauschzahl nur eine beschränkte Aussage über die Rauseigenschaften des parametrischen Verstärkers macht und daß man für die Berechnung des Schwächungsfaktors, der allein einen echten Vergleich mit anderen Verstärkern ermöglicht, die von Fall zu Fall verschiedenen Nebenbedingungen (T_A , T_{Sb} , f_s/f_{Sb}) berücksichtigen muß.

5. Experimentelle parametrische Diodenverstärker — ein Vergleich

Bild 16 zeigt schematisch den Aufbau eines Verstärkers [8], der heute bereits in den USA angeboten wird. Ein- und Ausgang sind koaxial ausgeführt und über Koppelschleifen mit dem Hohlraum verbunden,

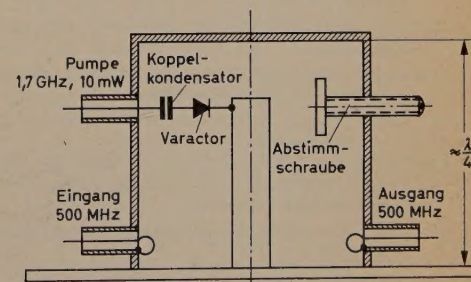


Bild 16. Schematischer Aufbau eines parametrischen Verstärkers nach [8]

Tab. I. Daten und Meßergebnisse experimenteller parametrischer Verstärker

Gebaut von	Betriebsart Verstärkung durch	Abschnitt	f_s [GHz]	Band- breite [%]	f_p [GHz]	Pump- leistung [mW]	V_p [dB]	F^* [dB]	Bemerkungen
Microwave Ass. [8, 10]	negativen Widerstand	2.2.1	0,1–0,23	1	1–2	10–100	15–20	< 1	Serienmäßige Modelle MA 1-150, MA 1-250, MA 1-400
„ „	negativen Widerstand	2.2.1	0,22–0,4	1	1–2	10–100	15–20	< 1	
„ „	negativen Widerstand	2.2.1	0,35–0,5	1	1–2	10–100	15–20	< 1	
R. S. Engelbrecht [11]	negativen Widerstand	2.2.1	0,4	30	0,9	10	10–11	3,4	Kleines F durch $f_s/f_{sb} < 1$ Breitbandige Wanderfeld- anordnung mit 4 Dioden- paaren
Bell. Tel. Labs.	negativen Widerstand	2.2.1	0,4	30	0,9	10	10–11	3,4	
P. P. Lombardo [12]	Frequenzumsetzung	2.2.2	0,4	5,5	9		11	0,7 (1,9)	$F_{ges.} = 1,9$ dB, enthält $F_2 = 7,6$ dB durch nach- geschalteten Verstärker
Airborne Inst. Labs.	Frequenzumsetzung	2.2.2	0,4	5,5	9		11	0,7 (1,9)	
G. F. Herrmann [13]	{ Frequenzumsetzung und negativen Wider- stand	2.2.3	0,5	1	9		18	1,2	
Bell Tel. Labs.		2.2.3	0,9		9,9		18	1	
Federal Telecomm. Labs. [14]									
H. Heffner, K. Kotzebue [15]	negativen Widerstand	2.2.1	1,2	0,04	3,5		16	5,5	
Stanford University	negativen Widerstand	2.2.1	5	0,08	10		20	5	
M. Uenohara [16]	negativen Widerstand	2.2.1	5	0,08	10		20	5	
Bell Tel. Labs.									

*) ungünstigster Wert für Einseitenbandbetrieb und $T_{sb} = T_0 = 290^\circ\text{K}$

Tab. II. Rauschzahlen der besten konventionellen Röhrenverstärker

Bauart	f_s [GHz]	F [dB]
Scheibentriode	0,5	2,5
Rückwärtswellenverstärker, Wanderwellenröhre	3	3,5
Spezial-Wanderwellenröhre	10	6

der sich mit Hilfe der Abstimmuschraube so einstellen läßt, daß Eingangssignal, unteres Seitenband und Pumpfrequenz sich gleichzeitig darin ausbilden können.

In Tab. I sind die Eigenschaften und Daten einiger praktisch ausgeführter Verstärkeranordnungen zusammengestellt, soweit in der Literatur darüber berichtet worden ist, und zum Vergleich in Tab. II die Rauschzahlen der besten konventionellen Röhrenverstärker [9].

Schrifttum

- [1] Suhl, H.: Proposal for a ferromagnetic amplifier in the microwave range. Phys. Rev. Bd. 106 (1957) S. 384
- [2] Weiss, M. T.: Solid-state microwave amplifier and oscillator using ferrites, Phys. Rev. Bd. 107 (1957) S. 317
- [3] Manley, J. M., u. Rowe, H. E.: Some general properties of nonlinear elements – Part I. General energy relations. Proc. IRE Bd. 44 (1956) S. 904–913
- [4] Heffner, H., u. Wade, G.: Gain, band width and noise characteristics of the variable-parameter amplifier. J. Appl. Phys. Bd. 29 (1958) S. 1321–1331
- [5] Tien, P. K., u. Suhl, H.: A traveling-wave ferromagnetic amplifier. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 700–706
- [6] Bridges, T. J.: A parametric electron beam amplifier. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 494
- [7] Adler, R.: Parametric amplifier of the fast electron wave. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1300
- [8] Uhlir jr., A.: Varactors. Firmenbroschüre 59 V (1959) der Fa. *Microwave Associates, Inc.*, Burlington, Mass., USA
- [9] Reed, E. D.: The variable-capacitance parametric amplifier. Trans. IRE Electron Devices Bd. E-D 6 (1959) S. 216–224
- [10] Short Form Catalog 59 SF (1959) der Fa. *Microwave Associates, Inc.*, Burlington, Mass., USA
- [11] Engelbrecht, R. S.: A low-noise nonlinear reactance traveling-wave amplifier. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1655
- [12] Lombardo, P. P.: Low noise 400 Mc reactance amplifiers. Solid-State Circuits Conf., Philadelphia, Pa., USA (1959)*
- [13] Herrmann, G. F.: Low-noise up-conversion from 500 Mc to 10 kMc using variable capacitance diodes. 16th Annual Conf. on Electron Tube Res., Quebec, Canada (1958)*
- [14] New silicon diode ups o/h amplifiers range. Electr. Design News Bd. 3 (1958) Nr. 11, S. 7

*) referiert in [9]

- [15] Heffner, H., u. Kotzebue, K.: Experimental characteristics of a microwave parametric amplifier using a semiconductor diode. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1301
- [16] Herrmann, G. F., Uenohara, M., u. Uhlir, A.: Noise figure measurements on two types of variable reactance amplifiers using semiconductor diodes. Proc. IRE Bd. 46 (1958) S. 1301–1303
- [17] Duinker, S.: General energie relations for parametric amplifying devices. T. Nederl. Radiogenootschap Bd. 24 (1959) S. 287–310
- [18] Speiser, A. P.: Parametrische Resonanz und parametrischer Verstärker. Scientia Electr. Bd. 5 (1959) S. 61–75
- [19] Dahlke, W., Maurer, R., u. Schubert, J.: Theorie des Diodenreaktanzverstärkers mit Parallelkreisen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) S. 321–340
- [20] Maurer, R., Löcherer, K. H., u. Bomhardt, K.: Der Reaktanz-Geradeausverstärker als rauscharme Vorstufe im UHF-Gebiet. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) S. 509–524
- [21] Elsner, R., Pungs, L., u. Steiner, K. H.: Der parametrische Verstärker. Frequenz Bd. 14 (1960) S. 59–67
- [22] Urbarz, H.: Parametrische Verstärker. Nachrichtentechn. Z. Bd. 13 (1960) S. 57–63
- [23] Marie, G., u. Angel, Y.: Contribution à l'étude des amplificateurs paramétriques. C. R. des séances de l'Académie des Sciences, Bd. 250 (1960) S. 311–313

(eingegangen am 28. März 1960)

Den Ausstellungsstand
der technisch-wissenschaftlichen Zeitschrift

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

auf der
Deutschen Industrie-Messe Hannover 1961
finden Sie in
Halle 11, Stand 35

Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH · Berlin-Borsigwalde

A. SCHIEF

Ein einfacher Analogmultiplikator

DK 681.14.001.57

Zur analogen Multiplikation zeitveränderlicher Größen sind mehrere Verfahren bekannt, die im allgemeinen einen großen Aufwand an Schaltelementen erfordern. Der beschriebene Analogmultiplikator besteht aus einem mit Schaltdioden bestückten Modulator, der mit einer Hilfswechselspannung betrieben wird. Seine Wirkungsweise wird an Hand einer mit einem gepolten Relais aufgebauten Schaltung beschrieben. Der Multiplikator ist der Gruppe der Impulshöhen-Impulsbreiten-Modulatoren zuzuzählen; seine obere Grenzfrequenz ist durch die Frequenz der Hilfswechselspannung bestimmt.

Die in der analogen Rechentechnik häufig vorkommende Operation der Multiplikation zweier zeitveränderlicher Spannungen, eine nicht-lineare Verknüpfung, erfordert im Vergleich zur Addition oder Differentiation erheblichen schaltungsmäßigen Aufwand. Die bei der Multiplikation verwendeten Prinzipien richten sich nach den Anforderungen, die bezüglich der Genauigkeit, der Rechengeschwindigkeit und anderer Gesichtspunkte an die Schaltung zu stellen sind [1]. Unter den langsamen Schaltungen zur Produktbildung sind die Servomultiplikatoren weit verbreitet. Schnellere Multiplikatoren arbeiten häufig als Impulshöhen-Impulsbreiten-Modulatoren, die im angelsächsischen Schrifttum als „Time Division Multiplier“ bekannt sind. Andere Einrichtungen gehen von quadratischen Kennlinien aus und bilden das Produkt zweier Größen x und y nach der Beziehung

$$x \cdot y = \frac{1}{4} [(x + y)^2 - (x - y)^2]$$

Kennzeichnend für die Schwierigkeiten bei der Produktbildung ist die große Anzahl von teilweise aufwendigen Lösungsvorschlägen, die auf den oben aufgeführten oder anderen Prinzipien beruhen [2, 3]. Viele davon haben keine praktische Bedeutung erlangt.

Der vorliegende Beitrag befaßt sich mit einem einfachen Analogmultiplikator, der wegen seines geringen Aufwandes an Schaltelementen auch als echter Effektivwertgleichrichter oder als Leistungsmesser Verwendung finden kann. Er ist der Gruppe der Impulshöhen-Impulsbreiten-Modulatoren zuzuordnen.

Die grundsätzliche Wirkungsweise wird bei der Multiplikation zweier zeitlich unveränderlicher Größen an Hand von Bild 1 erläutert. Die

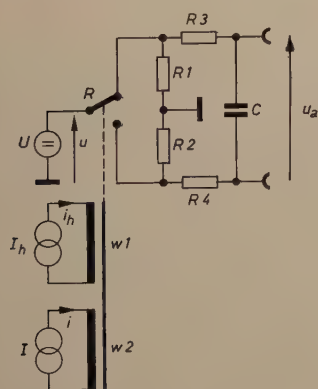


Bild 1. Schaltung eines Analogmultiplikators mit polarisiertem Relais zur Multiplikation von Strom und Spannung

Spannungsquelle U liefert eine Spannung u , die dem einen der zu multiplizierenden Faktoren proportional ist. Die Stromquelle I gibt einem dem zweiten Faktor entsprechenden Strom i ab. I_h ist eine Stromquelle, die einen genügend großen Hilfswechselstrom i_h zur Verfügung stellt, dessen Nulldurchgänge gleichen zeitlichen Abstand aufweisen und der in der Umgebung seiner Nulldurchgänge einen möglichst ausgedehnten linearen Verlauf hat. Im Bild 2 ist er als dreieckförmiger Wechselstrom dargestellt; ein sinusförmiger oder sägezahnförmiger Strom ist ebenso geeignet. Der Hilfswechselstrom i_h

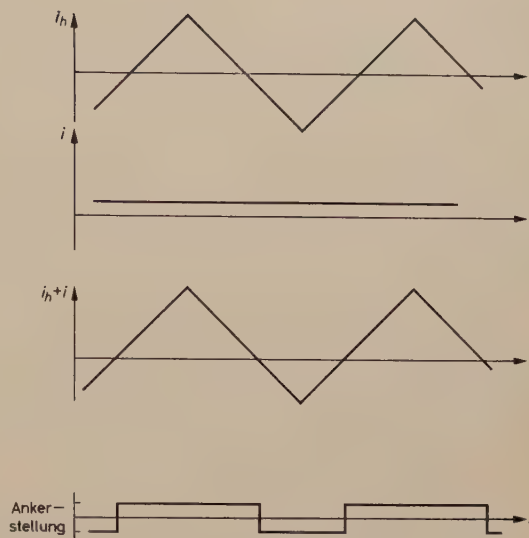


Bild 2. Zur Wirkungsweise des Multiplikators

wird der Erregerwicklung $w1$ des gepolten Relais R zugeführt, dessen Anker bei fehlender Erregung zwischen den Arbeitskontakten ruht. Bei Abwesenheit des Stromes i durch die Wicklung $w2$ wird das Relais im Rhythmus der Frequenz des Hilfsstroms hin und her geworfen. Da die Nulldurchgänge des Hilfswechselstroms gleichen Abstand haben, wird die Spannungsquelle U abwechselnd gleich lang an die Widerstände $R1$ und $R2$ angelegt. An den Ausgangsklemmen wird also keine Gleichspannung zu messen sein. Das RC -Netzwerk, das der Einfachheit wegen aus den Widerständen $R3$ und $R4$ sowie dem Kondensator C besteht, unterdrückt Wechselspannungskomponenten, deren Frequenz durch den Umschalt-rhythmus gegeben ist.

Fließt nun durch die Wicklung $w2$ der Strom i , der kleiner als der lineare Bereich des Hilfswechselstroms ist, dann werden die Schaltzeitpunkte des Relais verschoben. Aus Bild 2 ist zu entnehmen, daß die zeitliche Verschiebung proportional zum Strom i und umgekehrt proportional zur Änderungsgeschwindigkeit der Hilfsspannung ist. Bei vorgegebener Form der Hilfsspannung ist diese Änderungsgeschwindigkeit proportional der Amplitude \hat{i}_h . Am Ausgang erscheint nun die Gleichspannung u_a , die proportional der Spannung u und dem Strom i ist, während sie sich umgekehrt proportional zu \hat{i}_h verhält.

$$u_a \sim \frac{u \cdot i}{\hat{i}_h}$$

Sind i und u keine zeitlich festen Größen, dann wird auch in diesem Falle durch die beschriebene Anordnung eine Multiplikation ausgeführt. Dazu ist die Frequenz der Hilfsspannung genügend hoch zu wählen. Das Tiefpaßfilter soll die bei der Multiplikation zu erwartenden Frequenzkomponenten des Produktes weitgehend amplituden- und phasengetreu übertragen; die Hilfsfrequenz, ihre Oberwellen und entstehende Seitenbänder müssen ausreichend unterdrückt werden. Dadurch ist eine untere Grenze für die Frequenz des Hilfsstroms vorgeschrieben.

Dieser Multiplikator kann, wenigstens theoretisch, als Divisions-einrichtung benutzt werden. Dazu wird eine der Größen i und u konstantgehalten und die Amplitude der Hilfsspannung bei gleichbleibender Kurvenform dem Divisor proportional gemacht.

Im Bild 3 ist eine Meßkurve gezeichnet, die mit einer nach Bild 1 aufgebauten einfachen Anordnung gewonnen wurde. In Abhängig-

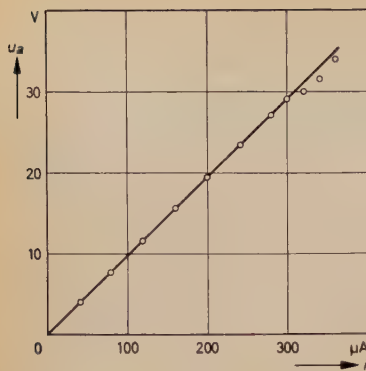


Bild 3. Ausgangsspannung des Multiplikators als Funktion des Stromes bei einer festen Spannung

keit vom Strom i , der einem der zu multiplizierenden Faktoren proportional ist, ist die Ausgangsspannung u_a aufgetragen. Verwendet wurde ein gepoltes Relais „Trls 65e T.Bv 3501/5“ (Siemens). Ein dreieckförmiger Hilfswechselstrom von 1 mA_{ss} wurde bei einer Frequenz von 5 Hz einem Tiefstfrequenzgenerator „202 A“ (Hewlett-Packard) entnommen. Die an den Anker des Relais angelegte Gleichspannung war 50 V.

Die Anwendung des mit Hilfe eines gepolten Relais aufgebauten Multiplikators ist nur bei sehr langsam veränderlichen Faktoren möglich. In den bekannten, mit Schaltdioden bestückten Modulator-

schaltungen, insbesondere den Ringmodulatoren, stehen jedoch elektronische Analoga des durch ein gepoltes Relais gebildeten Umschalters zur Verfügung. Dem Trägereingang eines solchen Modulators wird eine Spannung zugeführt, die sich aus einer geeignet geformten Hilfsspannung genügend hoher Frequenz und Amplitude und aus einer der beiden zu multiplizierenden Spannungen additiv zusammensetzt. Die dem zweiten Faktor entsprechende Spannung wird an den Zeicheneingang des Modulators angelegt. Bei passender Dimensionierung kann auf diese Weise eine Analogmultiplikation in allen vier Quadranten und in einem weiten Frequenzbereich durchgeführt werden.

Mit Transistoren realisierte Schalter [4, 5] werden zur Multiplikation nach den beschriebenen Verfahren mit Vorteil dann herangezogen, wenn einer der Faktoren konstantes Vorzeichen hat.

Schrifttum

- [1] Korn, G. A., u. Korn, T. M.: Electronic Analog Computers, 2. Aufl., S. 251 bis 344. New York 1956, McGraw-Hill
- [2] Weibel, E. S.: An electronic analog multiplier using carriers. Trans. IRE Electronic Computers Bd. EC-6 (1957) S. 30–34
- [3] Lion, K. S., u. Davis, R. H.: Square law circuit. Electronics Bd. 28 (1955) S. 192–202
- [4] Bright, R. L.: Junction transistors used as switches. AIEE Trans. I: Commun. & Electronics Bd. 74 (1955) S. 111–121
- [5] Meyer-Brötz, G.: Eigenschaften und Anwendungen von Flächentransistoren als Schalter. Telefunken-Ztg. Bd. 33 (1960) Nr. 128, S. 85–98

(eingegangen am 6. Oktober 1960)

Mitteilung aus dem Hahn-Meitner-Institut für Kernforschung Berlin — Sektor Kernchemie — Berlin-Wannsee

T. FRIESE

Ein echter Doppelimpulsgenerator

DK 621.373.421.13

Der Doppelimpulsgenerator „1147 B“ der A.E.R.E. gestattet die Prüfung von Koinzidenzstufen nach zwei verschiedenen Methoden. Bei der ersten werden einem Impulsgenerator ein festes und ein variables Verzögerungsnetzwerk nachgeschaltet, so daß der Impuls B gegenüber dem Impuls A zeitlich positiv und negativ verschoben werden kann. Bei der zweiten Methode werden zwei quartzgesteuerte Impulsgeneratoren eingeschaltet, deren Ausgangsimpulse auf Grund der Schwebung periodisch mehr oder weniger weit auseinander liegen. Der Generator wird beschrieben und seine Anwendung bei der Messung des Auflösungsvermögens von Koinzidenz-, Antikoinzidenz- und Zählschaltungen erläutert.

1. Allgemeines

Zur Entwicklung und Prüfung der in der Strahlungsmeßtechnik im statistischen Zählbetrieb eingesetzten Koinzidenz- und Antikoinzidenzschaltungen ist ein Doppelimpulsgenerator nützlich, bei dem die an zwei Ausgänge gelieferten Impulse zeitlich positiv und negativ gegeneinander verschoben werden können. Grundsätzlich kann man eine derartige zeitliche Verschiebung mit zwei verschiedenen Methoden erreichen.

- 1) An den Ausgang einer Impulsquelle werden zwei Verzögerungsnetzwerke angeschlossen. Das eine hat eine konstante Verzögerungszeit t_v , bei dem anderen kann die mittlere Verzögerungszeit t_v in bestimmten Grenzen $\pm \Delta t_v$ möglichst kontinuierlich verändert werden.
- 2) Die Ausgangsimpulse zweier Generatoren mit den Impulsfrequenzen f_1 und f_2 liegen auf Grund der Schwebung periodisch mehr oder weniger weit auseinander. Eine angeschlossene Koinzidenzzählschaltung kann also im Rhythmus der Schwebungsfrequenz

$f_s = f_1 - f_2$ je Schwebungsperiode eine Anzahl Impulse zählen. Diese Zahl ist ein Maß für das Auflösungsvermögen der Koinzidenzschaltung. Um während einer Schwebungsperiode möglichst viele verschiedene Impulsabstände zu erhalten, muß $f_s \ll f_1$ und $f_s \ll f_2$ sein. Der kleinste zeitliche Abstand zweier Impulse ist höchstens $\left| \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} \right| = \frac{f_s}{f_1 f_2}$, wenn man vom Abstand Null absieht.

2. Der Doppelimpulsgenerator

Der von der A.E.R.E. (Atomic Energy Research Establishment, Harwell) entwickelte und von Fleming Radio (Developments) Ltd. gebaute Doppelimpulsgenerator „1147 B“ arbeitet wahlweise nach dem einen oder anderen Prinzip. Bild 1 zeigt das Blockbild des Impulsgenerators. Bei den gezeichneten Stellungen der Schalter S1 und S2 arbeitet das Gerät als Schwebungsimpulsgenerator. Zwei Quarzgeneratoren erzeugen die Steuerfrequenzen von etwa 100 kHz,

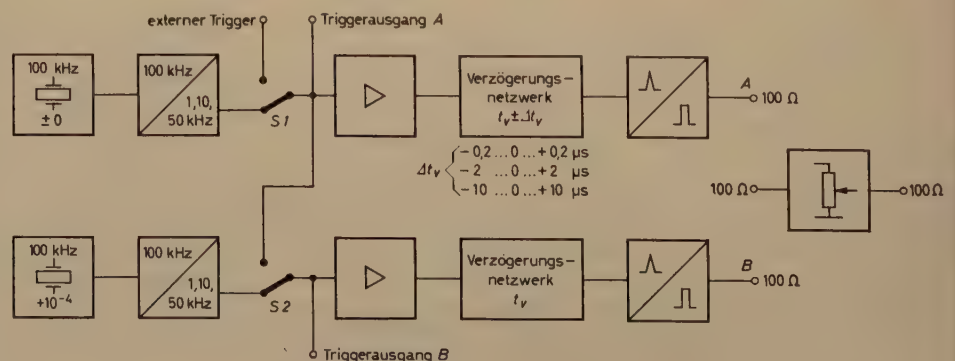


Bild 1. Blockbild des Doppelimpulsgenerators „1147 B“

die gegeneinander um 10^{-4} verstimmt werden. Nach der Frequenzteilung auf 10 oder 1 kHz erhält man Schwebungsfrequenzen von 1 beziehungsweise 0,1 Hz. Die verstärkten Impulse gelangen über die bei diesem Betriebsfall bedeutungslosen Verzögerungsnetzwerke an die Ausgangsimpulsformer. An den Ausgängen stehen an 100 Ω wahlweise positive oder negative Impulse von maximal 10 V (kontinuierlich über 12 dB einstellbar) mit den Impulsbreiten 0,05 oder 0,25 oder 1 μ s zur Verfügung. Die Anstiegszeiten sind 5...7 ns. Die andere Betriebsart erhält man durch Umschalten von S2. Dann speist nur der obere Frequenzgenerator mit Teiler über die Verstärker die Verzögerungsnetzwerke, die Stoßkreise sind. Bei dem variablen Netzwerk kann die Eigenfrequenz mit einem Drehkondensator geändert werden. Nach einer halben Schwingungsdauer werden über Schmitt-Trigger die Ausgangsimpulsformer angesteuert. Die Ausgangsimpulse bei A können also gegenüber denen bei B zeitlich positiv oder negativ verschoben werden. Um frequenzabhängige Arbeitspunktverschiebungen an den Verzögerungsnetzwerken und Ausgangsimpulsformern zu vermeiden, sind Frequenzteilerschalter, Verzögerungsbereichsschalter und Ausgangsimpulsbreitenschalter derart gegeneinander verriegelt, daß folgende Kombinationen möglich sind:

Frequenz	Pulslänge	Verzögerung
50 kHz	0,05 μ s	$\pm 0,2 \mu$ s
10 kHz	1; 0,25; 0,05 μ s	$\pm 2; \pm 0,2 \mu$ s
1 kHz	1; 0,25; 0,05 μ s	$\pm 10; \pm 2; \pm 0,2 \mu$ s

Ein in 10-dB-Schritten gestufter Abschwächer von 0...50 dB kann wahlweise an den einen oder anderen Ausgang angeschlossen werden. Kanal A, Kanal B und die Verzögerungsnetzwerke sind in drei Einschüben untergebracht.

3. Anwendungen

3.1 Prüfung von Koinzidenzschaltungen

Bei Koinzidenzschaltungen (Und-Schaltungen) interessiert in der Strahlungstechnik vor allem das zeitliche Auflösungsvermögen, das angibt, welcher maximale zeitliche Abstand zwischen den Impulsen A und B noch einen Ausgangsimpuls ergibt. Unter Benutzung der Verzögerungsnetzwerke erhält man die Auflösungszeit t_A der Koinzidenzschaltung, indem man nach Bild 2 die Koinzidenzrate in

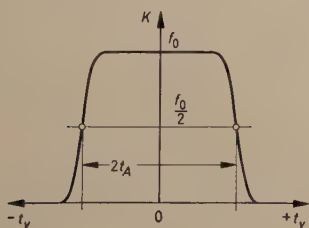


Bild 2. Koinzidenzrate K als Funktion der Verzögerungszeit

Abhängigkeit von der Verzögerungszeit bestimmt. Die Genauigkeit bei der Bestimmung von t_A hängt von der Genauigkeit der Verzögerungszeit t_v ab, die nicht ausreicht, wenn t_A mit einem Fehler von $\pm 1\%$ bestimmt werden soll. Genauere Ergebnisse gewinnt man bei Anwendung des Schwebungsprinzips. In jeder Schwebungsperiode erhält man kurze Serien von Koinzidenzimpulsen, die mit einem Zählgerät registriert werden. Bestimmt man aus einer großen Anzahl solcher Impulsreihen, zum Beispiel 100, den Mittelwert, dann erhält man die Auflösungszeit

$$t_A = \frac{f_K}{2 f_1 f_2}$$

Darin sind f_1 und f_2 die beiden Pulsfrequenzen, und f_K ist die mittlere Koinzidenzimpulszahl je Sekunde. Bei dem beschriebenen Generator sind f_1 und f_2 sehr genau. Auf Grund unvermeidlicher statistischer Schwankungen der Impulsabstände ist es bei Koinzidenzschaltungen sehr kleiner Auflösungszeiten unerlässlich, etwa 10000 Koinzidenzimpulse zu zählen, damit der mittlere Fehler

$$\frac{1}{\sqrt{10000}} = 1\%$$

wird.

3.2 Prüfung von Antikoinzidenzschaltungen

Antikoinzidenzschaltungen (Sperrgatter) werden unter Verwendung der Verzögerungsnetzwerke untersucht. Hierbei ist es besonders nützlich, daß der Steuerimpuls breiter als der zu registrierende Impuls (Meßimpuls) gewählt werden kann.

3.3 Auflösungsvermögen von Zähl-schaltungen

Werden die beiden Ausgänge A und B miteinander verbunden, wobei eventuell auch ein Abschwächer zwischen A und B geschaltet werden kann, dann erhält man einen Generator zum Prüfen des Auflösungsvermögens von Zähl-schaltungen. Auch die Erholzeit von Linearverstärkern nach Übersteuerung kann auf diese Weise leicht geprüft werden.

Die Bestimmung des Auflösungsvermögens von Zähl-schaltungen kann entweder unter Benutzung des Verzögerungsnetzwerkes erfolgen oder auch nach dem Schwebungsprinzip, das die Zählung statistischer Impulse besser nachbildet. Die Auflösungszeit ist dann

$$t_A = \frac{f_1 + f_2 - f_A}{2 f_1 f_2},$$

worin f_1 und f_2 die beiden Impulsfrequenzen sind und f_A die gemessene Impulsfrequenz ist, wenn die Impulsfrequenzen f_1 und f_2 gleichzeitig an das Zählgerät angeschlossen sind.

(eingegangen am 18. Oktober 1960)

Der Twistor, ein neues Speicherelement

DK 681.14-523.8-501.222

Das von der Western Electric unter der Bezeichnung „Twistor“ propagierte Speicherelement soll in der Herstellung billiger sein als ein Ferritkern und weniger Streuwerte aufweisen. Es besteht aus einem 0,08 mm dicken, 3 mm langen Kupferdraht, um den spiralförmig unter 45° ein Metallband (1 μ m dick und 0,12 mm breit) aus einer Molybdänlegierung gewickelt ist, und speichert 1 bit. Die Vorzugsrichtung bei der Magnetisierung verläuft spiralförmig um den Kupferdraht längs des Bandes. Die Magnetisierung erfolgt durch zwei Ströme I_1 und I_2 , wobei I_1 durch eine um den Twistor gelegte Spule fließt und ein Längsfeld parallel zur Achse des Kupferdrahtes erzeugt, während I_2 durch den Kupferdraht des Twistors selbst fließt und demgemäß ein Feld erzeugt, das senkrecht zum Längsfeld steht (Bild 1). Das resultierende Feld ist wendelförmig. Zur Magnetisierung des Molybdänbandes genügt jedoch auch schon entweder I_1 oder I_2 , falls der Strom ausreichend groß ist. Das Band hat eine im wesentlichen rechteckige Hystereseschleife (Bild 2). Wenn ein Feld in positiver Richtung angelegt und entfernt wird, ist der magnetische Zustand O, und wenn man danach ein entgegengesetzt gerichtetes Feld anlegt und wieder entfernt, entspricht der magnetische Zustand der L. Der nächste Schaltimpuls in positiver Richtung läßt im Kupferdraht des Twistors einen Strom entstehen, der am Drahtende ausgewertet werden kann (Lesen einer L). Wenn der Twistor bereits in der Stellung O ist und ein positiver Stromimpuls ankommt, ändert sich der Fluß nur wenig, so daß im Kupferdraht ein sehr geringer Strom fließt, der nicht ausreicht, um als L gelesen zu werden. Eine Speichermatrix besteht zum Beispiel aus 30 nach Bild 3 in einer Ebene parallel angeordneten Twistoren und etwa 33 Kupferschienen, die senkrecht dazu verlaufen und mit jedem Twistor ebenfalls 33 Kreuzungspunkte bilden. Das Ganze ist in eine Kunststoffolie eingebettet. Das Abspeichern eines bit am Kreuzungspunkt Schiene/Twistor erfolgt in der Weise, daß sich die beiden Ströme durch den zugehörigen Twistor und durch die betreffende Schiene addieren.

(Nach Unterlagen der Western Electric)

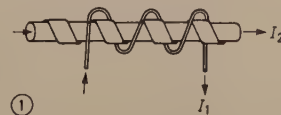


Bild 1. Aufbau des Twistors

①

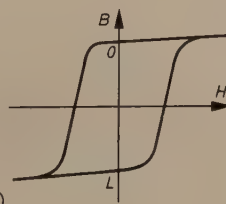
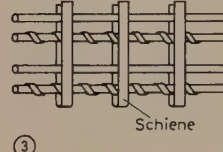


Bild 2. Die rechteckförmige Hystereseschleife des Molybdänbandes

Bild 3. Anordnung der Twistoren und Kupferschienen in einer Speichermatrix



③

Für die praktische Anwendung der aus Halbleiterelementen bestehenden Frigistoren ist ein Diagramm aufgestellt worden, mit dessen Hilfe die Dimensionierung solcher Kühlaggregate möglich ist. Es enthält Kurven für konstante Wärmebelastung und maximalen Wirkungsgrad mit der Temperatur oder Temperaturdifferenz der zwei Lötstellen als Ordinate und dem durch den Frigistor fließenden Strom als Abszisse. An Hand von zwei Beispielen wird die Dimensionierung gezeigt.

In den USA ist die Herstellung thermoelektrischer Kühlelemente gelungen, die einen guten Wirkungsgrad haben. Das hierfür benutzte Halbleitermaterial „Neelium“ besteht aus Wismut, Tellur, Antimon und Schwefel. Bei diesen Elementen, die wartungs- und abnutzungs-frei arbeiten, läßt sich die Kühlleistung auf einfachste Weise mittels des sie durchfließenden Stromes regeln. Es wurden bereits Elemente gebaut, mit denen sich eine Temperaturdifferenz von 77°C zwischen der warmen und der kalten Lötstelle erreichen läßt.

In einer ersten Arbeit [1] wurden der grundsätzliche Aufbau und die Eigenschaften der „Frigistor“ genannten thermoelektrischen Kühlelemente beschrieben. Der Frigistor besteht aus einem Thermopaar

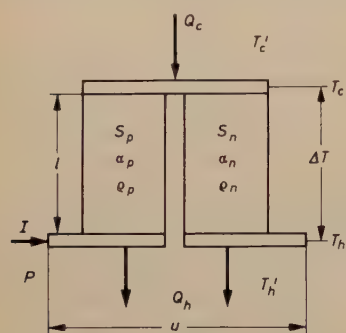


Bild 1. Schematische Darstellung eines Frigistors

aus p- und n-leitendem Halbleitermaterial (Bild 1) mit positiver beziehungsweise negativer Thermokraft α , dessen beide Schenkel durch eine gut leitende Brücke miteinander verbunden sind. Für das Thermopaar gelten folgende Bezeichnungen:

- I Strom [A]
- l Schenkellänge, Frigistordicke [cm]
- n n-leitendes Material
- P elektrische Leistung [W]
- p p-leitendes Material
- Q_c Kühlkapazität oder Wärmebelastbarkeit [W]
- Q_h erzeugte Wärmemenge [W]
- S Fläche eines Schenkels [cm²]
- T absolute Temperatur [°K]
- T_c Temperatur der kalten Lötstelle [°C]
- T_h Temperatur der heißen Lötstelle [°C]
- T'_h Umgebungstemperatur der heißen Lötstelle [°C]
- T'_c Umgebungstemperatur der kalten Lötstelle [°C]
- ΔT Temperaturdifferenz = $T_h - T_c$
- U Spannung an einem Frigistor [V]
- u Spannung an einem Thermopaar [V]
- Z Güte eines Thermopaars
- α Thermokraft [V/°C]
- ρ Spezifische Wärmeleitfähigkeit [W Grad⁻¹ cm⁻¹]
- σ spezifische elektrische Leitfähigkeit [Ohm⁻¹ cm⁻¹]
- η Wirkungsgrad = Q_c/P

Die so gewonnenen Bausteine werden elektrisch in Serie und wärme-mäßig parallelgeschaltet. Die Kühlkapazität Q_c ist dabei proportional dem Verhältnis der Gesamtfläche zur Länge l der Schenkel und der optimale Strom für ein gegebenes Thermopaar proportional dem Verhältnis der Querschnitte S zu den Längen der einzelnen Schenkel. Aus der Vielzahl der möglichen Anwendungen konnten nur einige Beispiele genannt werden. Die für den praktischen Einsatz von Frigistoren wichtigen Daten sind in dem Frigistor-Diagramm zu-

sammengefaßt. Mit Hilfe dieses Diagramms ist es möglich, das für die jeweilige Aufgabe zweckmäßigste Kühlelement schnell zu bestimmen¹⁾.

Das Diagramm (Bild 2) enthält drei Kurvenscharen mit dem Strom I als Abszisse und der Temperatur T als Ordinate. Die Q_c -Kurven geben für konstante Wärmebelastung Q_c die Temperatur T_c der kalten Lötstelle für eine bestimmte Temperatur T_h der heißen Lötstelle an. Dabei ist zu beachten, daß T_c und T_h die Temperaturen der Lötstellen selbst sind, die je nach Wärmeübergangswiderstand zwischen den Lötstellen und den umgebenden Medien von den Umgebungstemperaturen T'_c und T'_h (Bild 1) abweichen können.

Zur Anwendung des Diagramms bei verschiedenen Temperaturen T_h und unterschiedlicher Anzahl von Thermopaaren sind die Q_c -Kurven am rechten Rand des Diagramms mit Q_{-5} bis Q_{39} bezeichnet. Das Intervall zwischen zwei Kurven beträgt entsprechend den verschiedenen Wärmebelastbarkeiten oder Kühlkapazitäten der Frigistoren

- 1 Watt für Frigistor „F-8“
- 0,5 Watt für Frigistor „F-4“
- 0,25 Watt für Frigistor „F-2“
- 0,125 Watt für Frigistor „F-1“

Für eine Temperatur der heißen Lötstelle von $T_h = +50^\circ\text{C}$ gibt die Kurve Q_5 die Temperatur T_c der kalten Lötstelle bei Wärmebelastung Null, das heißt isolierter kalter Lötstelle, an. Soll beispielsweise ein Frigistor „F-8“ benutzt werden, dann gilt für 1 W Wärmebelastung die Kurve Q_8 und entsprechend für 5 Watt Wärmebelastung Q_{10} . Man erkennt aus dem Kurvenverlauf, daß die Temperatur T_c für jede Kurve bei einem bestimmten Strom ein Minimum erreicht. Bei diesem Strom wird für einen bestimmten Wert von T_c die maximale Wärmemenge ($Q_c = \text{max.}$) abgepumpt. Für jede Temperatur T_h und T_c gibt es einen Strom, bei dem das Verhältnis der Kühlleistung Q_c zur aufgenommenen elektrischen Leistung P des Frigistors optimal ist. Dieser maximale Wirkungsgrad ist unendlich beim Strom Null, und er ist Null für die größte Temperaturdifferenz zwischen den beiden Lötstellen (also für $Q_c = 0$).

Die gestrichelten Linien im Diagramm entsprechen dem Strom I_η für den maximalen Wirkungsgrad η_{max} . Sie gelten für Temperaturen T_h zwischen -50°C und 200°C sowie für beliebige Werte $\Delta T = T_h - T_c$. Da der maximale Wirkungsgrad im Diagramm sämtliche Werte von Null (bei $\Delta T = \text{max.}$) bis unendlich (bei $\Delta T = 0$) durchläuft, kann man die Punkte mit gleichem η_{max} verbinden und erhält dann die an ihrem Fußpunkt mit η_{max} bezeichneten schräg nach rechts oben verlaufenden Geraden.

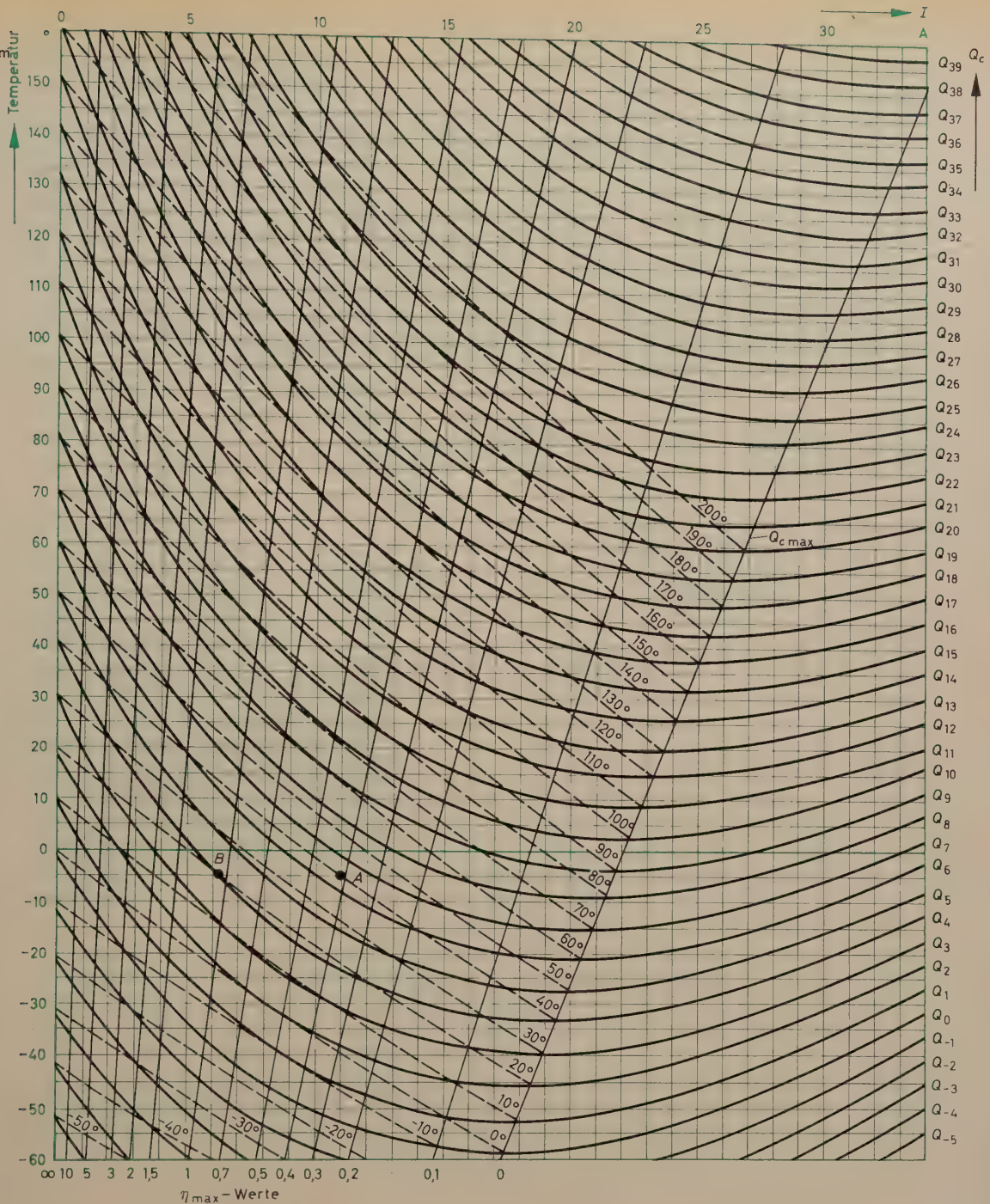
Im allgemeinen ist es am zweckmäßigsten, den Frigistor etwa mit maximalem Wirkungsgrad, also mit dem Strom I_η , zu betreiben. In manchen Fällen kann es aber notwendig sein, den Frigistor mit einem hiervon abweichenden Strom I_Q zu betreiben, beispielsweise dann, wenn die Temperaturdifferenz sehr klein ist oder wenn die Wärmeabfuhr von der heißen Lötstelle durch zusätzliche Maßnahmen (große Kühlflächen, Wasserkühlung) unterstützt wird. Das gleiche kann auch dann notwendig sein, wenn die Wärmebelastung klein ist und man möglichst große Temperaturunterschiede zu erhalten wünscht. Es sei jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß ein Abweichen vom Arbeitspunkt des maximalen Wirkungsgrades un-zweckmäßig ist. Einmal wird nämlich dadurch für eine gegebene Wärmebelastung die elektrische Leistungsaufnahme größer, und zum anderen kann es unter Umständen unmöglich werden, die von dem größeren Strom an der heißen Lötstelle entstehende Wärmemenge abzuführen. Die Temperatur der kalten und der heißen Lötstelle würde sich dadurch in gleichem Maße erhöhen.

Anwendung des Frigistor-Diagramms

Sind T_c , T_h und abzuführende Wärmemenge Q_c bekannt, dann lassen sich die erforderlichen Thermopaare und ihr Betriebsstrom I wie folgt bestimmen.

¹⁾ Das Frigistor-Diagramm ist hier stark verkleinert dargestellt. Interessenten aus Industrie und Forschung steht ein Sonderdruck zur Verfügung, der das vollständige Frigistor-Diagramm in Originalgröße enthält. Er kann von der Firma Alfred Neye, Enatechnik, Darmstadt, Elisabethenstr. 17, angefordert werden.

Bild 2.
Frigistor-Diagramm



Man geht von der Temperatur T_c aus waagrecht bis zu der gestrichelten η_{\max} -Linie, die bei T_h beginnt. Über diesem Schnittpunkt A ist dann oben an der Abszisse der Strom I_η abzulesen. Von T_c ausgehend, erhält man einen weiteren Schnittpunkt B mit der bei T_h beginnenden Q_c -Kurve, die für $Q_c = 0$ (also ohne Wärmebelastung) gilt. Die Differenz der Q_c -Kurven zwischen diesem für $Q_c = 0$ geltenden Schnittpunkt B und dem vorher gefundenen Punkt A in waagerechter Richtung von T_c aus ergibt die Kühlleistung Q_c . Gegebenenfalls ist dieser Wert durch Interpolation zwischen den Q_c -Kurven zu bestimmen, wobei für die einzelnen Frigistor-Typen die oben genannte Wärmebelastbarkeit zu berücksichtigen ist. Der Wirkungsgrad η_{\max} läßt sich aus den schrägen Linien bestimmen (bei Interpolation ist der nichtlineare Verlauf der η_{\max} -Werte zu beachten). Danach wird ein Frigistor-Typ ausgewählt, der die geforderte Wärmemenge abführen kann. Sollte sich herausstellen, daß die Kühlkapazität des gewählten Frigistors etwas zu klein ist, dann kann man leicht feststellen, auf welchen Wert I_Q der Strom erhöht werden muß, um auf die geforderte Kühlleistung Q_c zu kommen.

Die aufgenommene elektrische Leistung errechnet sich aus $P = Q_c/\eta$, die Spannung aus $U = P/I$ und die an der heißen Lötstelle abzuführende Wärmemenge aus $Q_h = P + Q_c = Q_c(\eta + 1)/\eta$.

1. Beispiel: Aus einem Kühlfach sollen 10 W Wärmeleistung abgeführt werden; T_c soll -5°C und $T_h = +40^\circ\text{C}$ sein.

Man geht auf der Ordinate von $T_c = -5^\circ\text{C}$ waagrecht nach rechts bis zum Schnittpunkt mit der von $+40^\circ\text{C}$ ausgehenden gestrichelten Linie und liest oben auf der Abszisse den Strom $I_\eta = 11\text{ A}$ ab (Punkt A). Die von $T_c = -5^\circ\text{C}$ ausgehende Waagerechte schneidet die von $T_h = +40^\circ\text{C}$ ausgehende Q_c -Kurve (Q_4), die für die Wärmebelastung Null gilt (Punkt B). Zwischen diesen beiden Punkten liegen 2,4 Q_c -Kurven. Wählt man einen „F-8“-Frigistor, so entspricht der Unterschied zwischen je zwei benachbarten Q_c -Kurven einer Kühlleistung von 1 Watt (s. S. 156). Somit ergibt sich eine Kühlleistung von 2,4 Watt. Um auf die gewünschte Kühlleistung von 2,5 Watt zu kommen, muß deshalb der Strom etwas erhöht werden, und zwar in diesem Fall auf $I_Q = 11,2\text{ A}$. Der Wirkungsgrad η ist unten an den schrägen Linien mit etwa 0,4 abzulesen.

Um die geforderte Wärmeleistung von 10 Watt abzuführen, wird man also vier „F-8“-Frigistoren wählen und diese mit 11,2 A betreiben. Die aufzubringende elektrische Leistung ist $P = Q_c/\eta = 10/0,4 = 25$ W. Bei Hintereinanderschaltung der vier „F-8“-Frigistoren ist dann eine Speisespannung von rund 2,25 V erforderlich.

Sollen Frigistoren bei Strömen weit über dem für den maximalen Wirkungsgrad nötigen Wert arbeiten, dann lassen sich auch für solche Fälle mit Hilfe des Frigistor-Diagramms die Kurven für Wirkungsgrad und Wärmebelastbarkeit bei vorgegebenen Temperaturen T_h und T_c schnell zeichnen.

2. Beispiel: Ein wassergekühlter „F-8“-Frigistor soll die Kühlfalle einer Vakuumpumpe kühlen. Die Temperatur der heißen Lötstelle sei 20°C, die an der kalten Lötstelle geforderte Temperatur -10°C. Welche Wärmemenge kann die Kühleinheit abführen und wie groß ist der Wirkungsgrad bei verschiedenen Strömen?

Die von $T_c = -10^\circ\text{C}$ ausgehende Waagerechte schneidet die bei $T_h = +20^\circ\text{C}$ ausgehende und für $Q_c = 0$ geltende Q_c -Kurve (Q_2) bei 4 A, die Q_3 -Kurve ($Q_c = 1$ W) bei 5,5 A, die Q_4 -Kurve (2 W) bei 7,2 A, die Q_5 -Kurve (3 W) bei 9,2 A, die Q_6 -Kurve (4 W) bei 11,6 A, die Q_7 -Kurve (5 W) bei 14,1 A und die $Q_{c\text{ max}}$ -Gerade bei $Q_c = 5,8$ W, wozu ein Strom von 21,3 A gehört. Aus diesen Werten läßt sich die Kurve 1 im Bild 3 zeichnen.

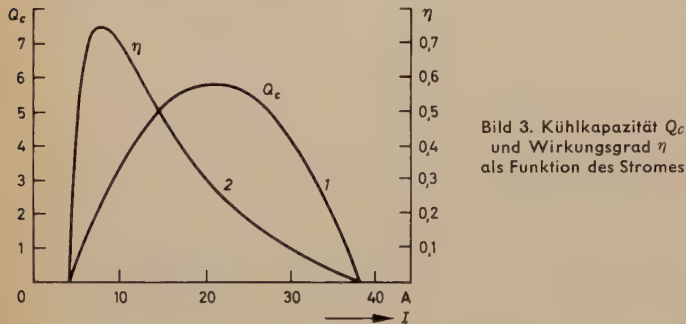


Bild 3. Kühlkapazität Q_c und Wirkungsgrad η als Funktion des Stromes

Solange der Frigistor keine Wärme abführt ($Q_c = 0$), ist sein Wirkungsgrad Null. Aus dem Diagramm folgt, daß die geforderte Temperaturdifferenz von 30°C bei $I = 4$ A erreicht wird; dabei ist Q_c immer noch Null. Die von $T_c = -10^\circ\text{C}$ ausgehende Waagerechte schneidet die gestrichelte Gerade für $T_h = 20^\circ\text{C}$ in einem Punkt, zu dem der Strom 7,5 A gehört. Der Wirkungsgrad η_{max} ergibt sich also zu etwa 0,75. Aus dem Diagramm für die Leistungsaufnahme (Bild 4) ergibt sich, daß für 14,4 A ($Q_c = 5$ W) die elektrische Leistungs-

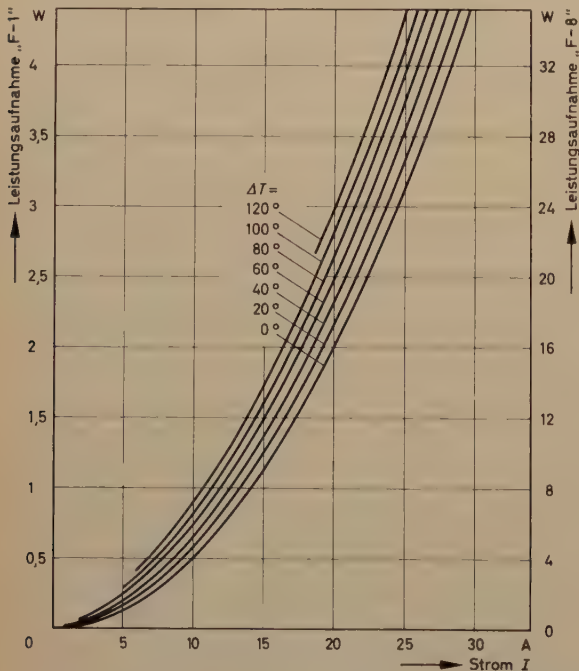
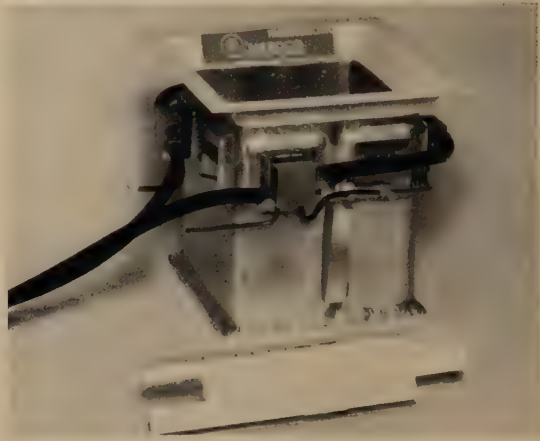


Bild 4. Leistungsaufnahme der Typen „F-1“ und „F-8“ als Funktion des Stromes



Bild 5 (oben). Thermoelektrischer Kühler für Laborzwecke (Kammertemperatur -20°C , einstellbar auf $\pm 1^\circ\text{C}$, Kühlkapazität 20 W, Leistungsaufnahme 50 W). Bild 6 (unten). Blick auf die Kühleinheit des im Bild 5 gezeigten thermoelektrischen Kühlers. (Werkbilder: Needco)



aufnahme 9,5 W für $\Delta T = 30^\circ\text{C}$ ist, also ist $\eta = 0,53$. Bei 21,3 A ($Q_c = Q_{c\text{ max}} = 5,8$ W) ist für $\Delta T = 30^\circ\text{C}$ die aufgenommene elektrische Leistung 20,7 W, woraus sich $\eta = 0,28$ ergibt. Durch Aufsuchen weiterer Punkte läßt sich der Verlauf der Kurve 2 für den Wirkungsgrad (Bild 3) zeichnen. Der Verlauf dieser beiden Kurven ist typisch für alle Q_c -I- und η -I-Kurven bei $\Delta T = \text{const}$.

Das Frigistor-Diagramm und die Kurve für die Leistungsaufnahme sind auch für nichtserienmäßige Abmessungen der Frigistor-Schenkel zu verwenden. In solchen Fällen müssen der Strom, die Werte für Q_c und die Leistungsaufnahme mit dem Faktor $2,5 \cdot S/l$ multipliziert werden.

Schrifttum

- [1] Dörr, W.: Frigistoren — Thermopaare aus Halbleitermaterial zur Verwendung als Kühlelemente und Wärmepumpen. Elektron. Rdsch. Bd. 15 (1961) Nr. 3, S. 107—111

(eingegangen am 12. Januar 1961)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Vertriebsabteilung

Das Verhalten einer einfachen Gleichrichterschaltung beim Messen nichtsinusförmiger Spannungen

DK 621.317.7:621.314.63

Nach den Eigenschaften der bekannten Meßgleichrichterschaltungen wird ihr Verhalten beim Messen nichtsinusförmiger Spannungen beschrieben. Man kann sich eine einfache, unsymmetrische Gleichrichterschaltung aufbauen, die aus zwei Kondensatoren, zwei Gleichrichtern und zwei Widerständen besteht. Das Verhältnis der beiden Widerstände bestimmt dabei die Form einer geknickten Kennlinie, an der die Gleichrichtung erfolgt.

Mit einer Vielzahl nichtsinusförmiger Meßspannungen wurde das Verhalten dieser Schaltung gegenüber einer echten Effektivwert-Anzeigeschaltung untersucht, und die Ergebnisse werden diskutiert.

In vielen Fällen der Meßtechnik ist es erforderlich, den Effektivwert einer nichtsinusförmigen Spannung zu bestimmen. Die dazu verwendeten Meßgeräte, wie Thermokreuze oder Hitzdrahtinstrumente, haben neben dem Vorteil einer genauen Effektivwertanzeige auch bekannte Nachteile. Es kann aber auch nach einer quadratischen Gleichrichtung der Effektivwert zur Anzeige gebracht werden. Die Schwierigkeit besteht jedoch hier in der Bildung einer quadratischen Kennlinie. Aus diesen Gründen werden auch einfachere Gleichrichterschaltungen [1, 2, 3, 4, 7] empfohlen, mit denen der Effektivwert näherungsweise zu bestimmen ist.

Im folgenden wird das Verhalten einer einfachen Gleichrichterschaltung bei Betrieb mit nichtsinusförmigen Spannungen beschrieben. Mit dieser Schaltung wurden nichtsinusförmige Spannungen mit bekanntem Kurvenverlauf gemessen und die Abweichungen vom echten Effektivwert ermittelt sowie einige Meßergebnisse rechnerisch geprüft.

Zum besseren Vergleich verschiedener Gleichrichterschaltungen sollen zu Beginn die Eigenschaften bekannter Gleichrichtungsarten bei nichtsinusförmigem Betrieb beschrieben werden.

1. Die bekannten Gleichrichtungsarten

Bei jeder Gleichrichterschaltung entsteht, wenn man ihr eine Wechselspannung zuführt, wegen der nichtlinearen Kennlinie des Gleichrichters ein Gleich- oder Richtstrom, der je nach Art der Gleichrichtung ein Maß für die Größe der zu messenden Wechselspannung ist.

Ist in der Gleichrichterschaltung nach Bild 1 der Widerstand R_1 mindestens zwei Größenordnungen größer als R_2 , wobei zu R_1 auch der Innenwiderstand der Quelle und zu R_2 der Widerstand des Meßinstrumentes zählen soll, dann erhält man eine Flächengleichrichtung, und es werden die Kondensatoren C_1 und C_2 auf eine vernachlässigbar kleine Spannung aufgeladen. Damit verschiebt sich der Arbeitspunkt auf der Gleichrichterkennlinie kaum vom Nullpunkt. Die Widerstandsgerade im Bild 2, die das Verhalten der Augenblickswerte von

Strom i_2 und angelegter Wechselspannung u zeigt, wird dabei hauptsächlich von dem Widerstand R_1 bestimmt, da der Gleichrichterwiderstand klein gegen R_1 angenommen werden kann. Damit wird die Fläche der Wechselspannungskurve zur Bestimmung seiner Größe verwendet. Der durch das Instrument fließende Gleichstrom I_2 ist somit der Fläche der angelegten Wechselspannung proportional. Bei der Flächengleichrichtung, die in diesem Fall eine Einweg-Gleichrichtung ist, wird der arithmetische Mittelwert

$$I_2 = \frac{1}{T R_1} \int_0^{\frac{T}{2}} u \, dt \quad (1)$$

zur Anzeige gebracht, wobei T die Periodendauer und u der Augenblickswert der Wechselspannung ist.

Ist die zu messende Spannung eine unverzerrte Sinusspannung mit dem Scheitelwert U , dann ist der angezeigte Gleichstrom nach Gl. (1)

$$I_2 = \frac{U}{\pi R_1}$$

Die zweite häufig verwendete Gleichrichtungsart ist die Spitzen-gleichrichtung, bei der nur der Scheitelwert U der angelegten Wechselspannung zur Bewertung herangezogen wird, das heißt, der angezeigte Wert ist vom zeitlichen Verlauf der Wechselspannung unabhängig. Ist in der Gleichrichterschaltung im Bild 1 der Widerstand $R_2 \gg R_1$, dann werden C_1 und C_2 sehr stark aufgeladen. Die Spannung U_2 an dem Kondensator C_2 ist somit annähernd gleich der Spannung, die sich aus der Addition der Scheitelwerte von positiver und negativer Halbwelle ergibt. Bei sinusförmiger Spannung tritt also nahezu eine Spannungsverdopplung ein. Von den aufgeladenen Kondensatoren erhält die Diode D_2 die Vorspannung $U_2 - U_1$. Damit fließt durch diesen Gleichrichter erst dann der Strom i_2 , wenn nahezu der Scheitelwert der angelegten Wechselspannung erreicht ist.

Bei der quadratischen Gleichrichtung soll der zur Anzeige kommende Gleichstrom dem quadratischen Mittelwert der zu messenden Spannung proportional sein. Dazu ist es notwendig, daß bei nichtsinusförmigen Spannungen die positive und die negative Halbwelle gleichgerichtet werden. Sind geradzahlige Oberwellen vorhanden, dann verläuft die Wechselspannung unsymmetrisch zur Nulllinie, und der Richtstrom ist dann bei einer Einweg-Gleichrichtung von der Phasenlage der geradzahligen Oberwellen abhängig. Es muß also eine Doppelweg-Gleichrichtung mit zwei Gleichrichtern, deren Strom-Spannungskennlinie quadratisch nach Gl. (2) verläuft, stattfinden. Es gilt somit

$$i = b \cdot u^2, \quad (2)$$

wobei der Koeffizient b in dem quadratisch verlaufenden Kennlinienstück von der Aussteuerung unabhängig ist.

Für den entstehenden Gleich- oder Richtstrom I , der durch das Meßinstrument hindurchfließt, gilt der Mittelwert

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T i \cdot dt \quad (3)$$

des Stromes i . Wird Gl. (2) in Gl. (3) eingesetzt, dann folgt

$$I = \frac{b}{T} \int_0^T u^2 \cdot dt, \quad (4)$$

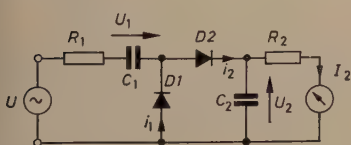


Bild 1. Gleichrichterschaltung mit je zwei Dioden, Kondensatoren und Widerständen

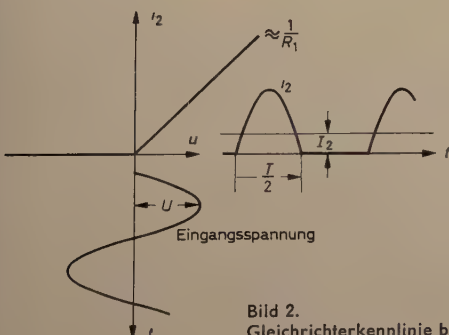


Bild 2. Gleichrichterkennlinie bei Flächengleichrichtung

und mit der allgemeinen Definition für den Effektivwert einer Spannung

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 \cdot dt} \quad (5)$$

ergibt sich aus Gl. (4) und Gl. (5) zwischen dem Gleichstrom I und dem Effektivwert der zu messenden Spannung der quadratische Zusammenhang

$$I = b \cdot U_{\text{eff}}^2 \quad (6)$$

Es läßt sich nun mit Hilfe von Gl. (5) leicht zeigen, daß bei einer nichtsinusförmigen Meßspannung der Phasenwinkel der Oberwellen infolge der quadratischen Kennlinie nicht in das Ergebnis eingeht. Der gesamte Effektivwert

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{U_{\text{eff } 1}^2 \omega^2 + U_{\text{eff } 2}^2 \omega^2 + U_{\text{eff } 3}^2 \omega^2 + \dots + U_{\text{eff } n}^2 \omega^2} \quad (7)$$

setzt sich demzufolge nur aus den Effektivwerten der Grund- und Oberwellenspannungen zusammen. Um die Größe nichtsinusförmiger Spannungen zu bestimmen, ist also die Anzeige des Effektivwertes erforderlich. Die dazu notwendige quadratische Kennlinie zu realisieren, ist allerdings mit einigen Schwierigkeiten verbunden.

Es ist aber denkbar, daß bei einem gewissen Zugeständnis an Meßgenauigkeit oder bei Beschränkung der zu messenden Spannungen auf bestimmte, nichtsinusförmige Kurvenformen eine einfache Gleichrichterschaltung, die nur eine Annäherung an die quadratische Kennlinie bringt, für manche Meßaufgaben genügt.

2. Die Abweichung zwischen Effektivwert und arithmetischem Mittelwert bei einigen nichtsinusförmigen Spannungen

Die meisten Voltmeter sind, unabhängig von der Art der Gleichrichtung, so geeicht, daß sie den Effektivwert anzeigen. Diese Eichung gilt daher bei einer Spitzen- oder Flächengleichrichtung nur dann, wenn die zu messende Spannung praktisch von Oberwellen frei, also sinusförmig ist.

Bei der Spitzengleichrichtung kann der gemessene Wert durch Oberwellen je nach Phasenlage der Oberwellen bis zur algebraischen Addition verändert werden, das heißt, ist beispielsweise der Anteil

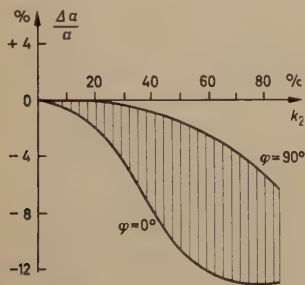


Bild 3. Abweichung vom Effektivwert als Funktion des Klirrfaktors k_2 bei Flächengleichrichtung je nach Phasenwinkel zwischen Grund- und Oberwelle

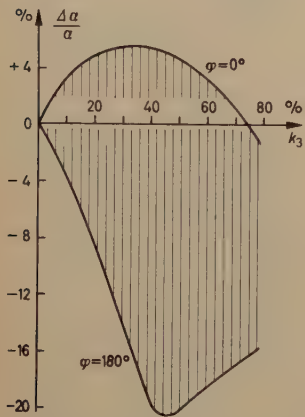


Bild 4. Abweichung vom Effektivwert als Funktion des Klirrfaktors k_3 bei Flächengleichrichtung je nach Phasenwinkel zwischen Grund- und Oberwelle

der Oberwellenspannung 5% der Grundwelle, so kann ein ± 5 prozentiger Meßfehler auftreten. Auf Grund der Gleichrichtercharakteristik in Bild 2, die allerdings infolge ihres linearen Verlaufes nur eine sehr grobe Annäherung an die quadratische Gleichrichtercharakteristik ist

wäre bei der Flächengleichrichtung eine gewisse Annäherung an den Effektivwert bei nicht allzu großen Oberwellenamplituden zu erwarten. Werden oberwellenbehaftete Spannungen mit zwei Voltmetern gemessen, die beide genau den Effektivwert für eine rein sinusförmige Spannung anzeigen, und hat dabei das eine Voltmeter eine Flächengleichrichtung, während das andere den Effektivwert unabhängig von der Kurvenform anzeigt, dann ergibt sich je nach Größe des Oberwellengehaltes und der Phasenlage der Oberwelle zur Grundwelle eine Abweichung vom Effektivwert bei der Anzeige des Voltmeters mit Flächengleichrichtung, wie aus den Bildern 3 und 4 hervorgeht. Diese gerechneten sowie gemessenen Kurven geben den Verlauf der Abweichung als Funktion der Klirrfaktoren k_2 und k_3 je nach Phasenwinkel zwischen Grund- und Oberwellenspannung an. Weicht der Phasenwinkel von den in den Bildern angegebenen Werten ab, dann liegt der Fehler stets innerhalb der schraffierten Fläche. Besteht die zu messende Spannung zum Beispiel aus einer Grundwelle und einer 5prozentigen dritten Oberwelle, dann ergibt sich, wie Bild 4 zeigt, im ungünstigen Fall nur eine 1,5prozentige Abweichung. Nach Bild 3 tritt eine noch kleinere Abweichung auf, wenn die Spannung aus Grundwelle und zweiter Oberwelle besteht. Liegt an den beiden Voltmetern eine weiße Rauschspannung, dann gilt nach Skudrzyk [5], daß das Voltmeter mit Flächengleichrichtung 12,3% weniger anzeigt. Man erkennt, daß die Flächengleichrichtung je nach Kurvenform der Meßspannung erhebliche Meßfehler mit sich bringt und daß nicht mehr der auf der Skala eingeeichte Effektivwert gilt.

Eine weit bessere Annäherung an die quadratische Kennlinie läßt sich jedoch mit einer geknickten Kennlinie erreichen. Bei Schaltungen mit solchen Kennlinien besteht zwischen dem angezeigten Gleichstrom und dem Effektivwert der Meßspannung ein linearer Zusammenhang, wie noch gezeigt werden wird.

3. Die Wirkungsweise einer einfachen Gleichrichterschaltung mit geknickter Kennlinie

Ist in der Gleichrichterschaltung nach Bild 1 der Widerstand R_2 in der Größenordnung von R_1 , dann erhalten die Dioden $D1$ und $D2$ eine Vorspannung, da die Kondensatoren C_1 und C_2 etwas aufgeladen werden, so daß man eine Zwischenlösung aus Flächen- und Spitzengleichrichtung erhält. Die Größen $U_2 - U_1$ und U_1 im Bild 5 verschieben sich daher entsprechend der Eingangsspannung. Für jeden Wert dieser Spannung ergibt sich ein anderer Verlauf der

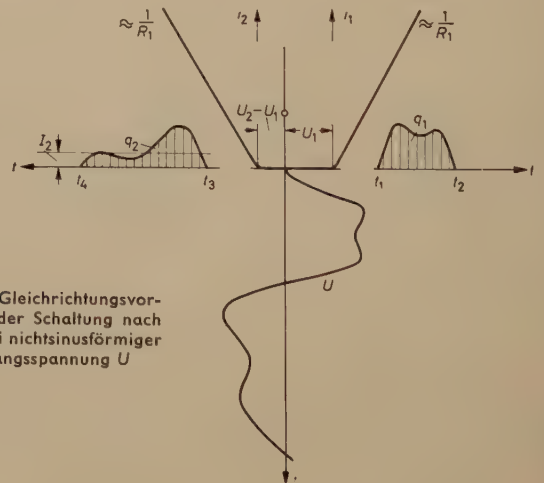


Bild 5. Gleichrichtungsvorgang in der Schaltung nach Bild 1 bei nichtsinusförmiger Eingangsspannung U

geknickten Kennlinien, wobei die Steilheit dieser Kennlinien unverändert bleibt. Für diese Steilheit kann $1/R_1$ geschrieben werden, da der Einfluß der Diodenkennlinie auf den Widerstand R_1 infolge der Niederohmigkeit des Gleichrichter-Durchlaßwiderstandes gering bleibt. Erst bei sehr kleiner Aussteuerung macht sich die kleiner werdende Steilheit dieser Diodenkennlinie bemerkbar.

Im Bild 5 ist der Gleichrichtungsvorgang mit einer angenommenen nichtsinusförmigen Spannung, die an den Eingangsklemmen der Schaltung im Bild 1 liegen soll, dargestellt. Die Diode D_2 hat die Vorspannung $U_2 - U_1$, so daß der Strom i_2 erst dann fließt, wenn der Augenblickswert der Eingangsspannung größer als die Differenz $U_2 - U_1$ der beiden Kondensatorspannungen geworden ist. Damit

werden beide Halbwellen der zu messenden Spannung zur Bewertung herangezogen. Der eingeschwungene Zustand dieses Gleichrichtungsvorgangs ist erreicht, wenn die zugeführten Ladungen wieder abgeführt werden. Die in der einen Halbwellen durch $D1$ transportierte Ladung q_1 ist damit gleich der in der anderen Halbwellen durch $D2$ fließenden Ladung q_2 . Für die abgeführte Ladung gilt $I_2 \cdot T$, wobei T die Periodendauer der angelegten Wechselspannung und I_2 der Gleichstrom ist. Der eingeschwungene Zustand ist also gegeben, wenn

$$I_2 \cdot T = \int_{t_1}^{t_3} i_1 \cdot dt = \int_{t_2}^{t_4} i_2 \cdot dt \quad (8)$$

Die Stromflußzeiten, in denen $D1$ und $D2$ geöffnet bleiben, sind $t_2 - t_1$ und $t_4 - t_3$.

Dazu ist noch zu bemerken, daß die Zeiten $t_1 \dots t_4$ sich nur dann ändern, wenn beide Kondensatoren mehr Ladung aufnehmen oder abgeben. Das geschieht entweder bei einer Änderung der Widerstände R_1 und R_2 oder bei einer Änderung der Kurvenform der angelegten Wechselspannung. Im Bild 5 entsprechen die schraffierten Flächen denen durch die Dioden $D1$ und $D2$ transportierten Ladungen q_1 und q_2 . Für $D1$ ergibt sich demzufolge aus Bild 5

$$\int_{t_1}^{t_2} i_1 \cdot dt = \frac{1}{R_1} \int_{t_1}^{t_2} (u - U_1) dt \quad (9)$$

oder, da U_1 als zeitlich konstant angenommen wird, folgt aus Gl. (9) für die durch $D1$ fließende Ladung q_1

$$\int_{t_1}^{t_2} i_1 \cdot dt = \frac{1}{R_1} \left[\int_{t_1}^{t_2} u \cdot dt - U_1 (t_2 - t_1) \right] \quad (10)$$

Fast ähnlich der Gl. (10) ist die Beziehung, die für die durch $D2$ fließende Ladung q_2 gilt. Der Unterschied besteht nur in der Vorspannung $U_2 - U_1$, so daß

$$\int_{t_3}^{t_4} i_2 \cdot dt = \frac{1}{R_1} \left[\int_{t_3}^{t_4} u \cdot dt - (U_2 - U_1) (t_4 - t_3) \right] \quad (11)$$

Setzt man die Gl. (10) und (11) in Gl. (8) ein, dann ergibt sich der Gleichstrom

$$I_2 = \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u \cdot dt + \frac{1}{t_4 - t_3} \int_{t_3}^{t_4} u \cdot dt}{1 + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{T}{t_2 - t_1} + \frac{T}{t_4 - t_3} \right)}, \quad (12)$$

der in der Schaltung nach Bild 1 durch das Anzeiginstrument fließt. Aus Gl. (12) ist zu ersehen, daß sich der Gleichstrom I_2 proportional mit der Aussteuerung der Wechselspannung ändert. Die Ladespannung am Kondensator C_2 (Bild 1 und Bild 5) ist dabei stets größer als die von C_1 , da sich C_2 auf eine Spannung auflädt, die gleich der Addition der Ladespannung von C_1 und dem Halbwellenanteil der Wechselspannung ist. Da die Ladespannung U_1 durch den anderen Halbwellenanteil gebildet wird, setzt sich U_2 aus beiden Halbwellenteilen der zu messenden Wechselspannung zusammen. Die Spannung U_2 auf der Gleichspannungsseite der Gleichrichterschaltung kann damit bei einem bestimmten Widerstandsverhältnis R_2/R_1 dem Effektivwert einer angelegten Wechselspannung proportional sein.

Um eine Gleichrichterschaltung nach Bild 1 zu dimensionieren, wurde mit Gl. (12) in Abhängigkeit vom Widerstandsverhältnis R_2/R_1 der sogenannte Übertragungsfaktor U_{eff}/U_2 der Schaltung für eine Sinusspannung berechnet und im Bild 6 gezeichnet. Die gleichgerichtete Spannung ist $U_2 = I_2 \cdot R_2$, und die zu messende Spannung $u = U \sin \omega t$ hat den Effektivwert $U_{\text{eff}} = U/\sqrt{2}$. Soll zum Beispiel mit dieser Gleichrichterschaltung eine Sinusspannung mit dem Effektivwert von 10 V gemessen werden, dann ergibt sich bei einem Wider-

standsverhältnis von $R_2/R_1 = 10$ aus Bild 6 der Wert 0,7 für U_{eff}/U_2 , das heißt, die Gleichspannung U_2 ist 14,3 V.

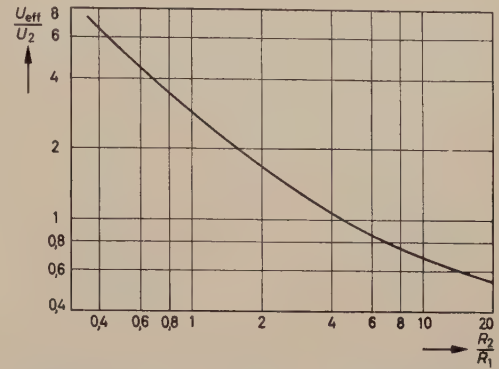


Bild 6. Übertragungsfaktor U_{eff}/U_2 der Gleichrichterschaltung im Bild 1 für eine sinusförmige Eingangsspannung als Funktion des Widerstandsverhältnisses R_2/R_1

Liegt nun am Eingang einer Gleichrichterschaltung, die das Widerstandsverhältnis $R_2/R_1 = 10$ hat, eine nichtsinusförmige Meßspannung mit dem Effektivwert von ebenfalls 10 V (wie bei der Sinusspannung), dann wird die Gleichspannung U_2 auch hier nahezu 14,3 V sein, vorausgesetzt, daß bei diesem Widerstandsverhältnis die zu messende nichtsinusförmige Spannung die geringste Abweichung am Anzeiginstrument gegenüber dem angezeigten Wert der Sinusspannung bewirkt. Wie weiter unten gezeigt wird, erfolgt die Eichung der Skala des Anzeiginstrumentes mit dem Effektivwert der Sinusspannung. Die nun folgenden Meßergebnisse geben eine Darstellung der auftretenden Abweichungen vom echten Effektivwert für verschiedene Gruppen nichtsinusförmiger Spannungen.

Zu bemerken ist noch, daß bei der Gleichrichterschaltung nach Bild 1 die obere Frequenzgrenze durch Sperrschichtkapazität und Diodenträgheit gegeben ist. Infolge dieser Einflüsse erfährt die statische Gleichrichterkennlinie eine Verformung [6]. Das Anwachsen der Einstellzeit des Anzeiginstrumentes und die damit verbundenen großen Kapazitätswerte von C_1 und C_2 bestimmen die untere Grenzfrequenz.

4. Meßergebnisse

Die Messungen wurden mit der im Bild 1 angegebenen Gleichrichterschaltung ausgeführt, und die nichtsinusförmige Eingangsspannung wurde mit einem echten Effektivwertmesser (Thermoinstrument) gemessen. Mit einer oberwellenfreien Sinusspannung erfolgte die Eichung beider Voltmeter-Schaltungen, so daß beide Instrumente für diese Kurvenform genau denselben Effektivwert anzeigten. Um einen Skalenteilungsfehler am Thermoinstrument zu vermeiden, wurden die zu messenden nichtsinusförmigen Wechselspannungen stets auf einen bestimmten Skalenwert eingestellt. (Über Meßverfahren zur Beurteilung einer Effektivwertmessung siehe auch [7].) Für einige nichtsinusförmige Spannungen wurden die Abweichungen vom Effektivwert rechnerisch mit Hilfe der Gl. (12) ermittelt. Dabei zeigte sich eine Übereinstimmung mit den gemessenen Werten. Die Abweichungen der angezeigten Werte bei verschiedenen nichtsinusförmigen Spannungen in Abhängigkeit von den Widerstandsverhältnissen R_2/R_1 sind aus den Bildern 7 bis 18 ersichtlich. Es ist zweckmäßig, die nichtsinusförmigen Spannungen in vier Gruppen einzuteilen, so daß damit auch die Anwendungsmöglichkeiten dieser Gleichrichterschaltung besser hervortreten.

4.1 Impulsspannungen

Für verschiedene Impulsformen zeigen die Kurven in den Bildern 7 bis 9 die Abweichung vom echten Effektivwert.

Bei der unsymmetrischen Impulsspannung nach Bild 7 gilt für den Effektivwert

$$U_{\text{eff}} = U_1 \sqrt{\frac{\tau}{1 - \tau}} \quad (13)$$

Ist beispielsweise das Tastverhältnis $\tau = 1/10$, dann ist $U_1/U_{\text{eff}} = 3$. Verläuft die Impulsfolge symmetrisch zur Nulllinie, wie Bild 8 zeigt, dann gilt für den Effektivwert

$$U_{\text{eff}} = U \sqrt{2\tau} \quad (14)$$

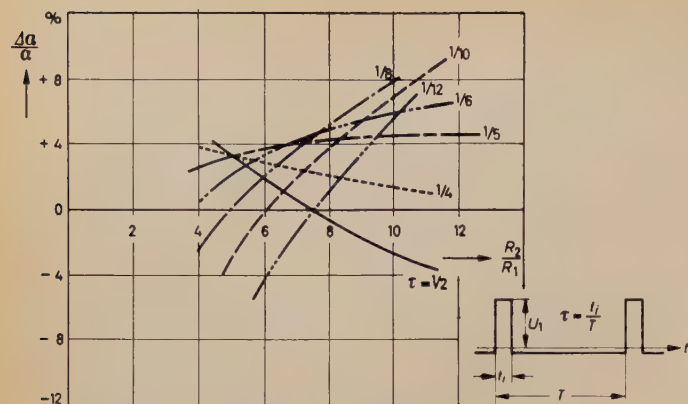


Bild 7. Abweichung vom Effektivwert einer unsymmetrischen Impulsspannung als Funktion des Widerstandsverhältnisses bei verschiedenen Tastverhältnissen τ

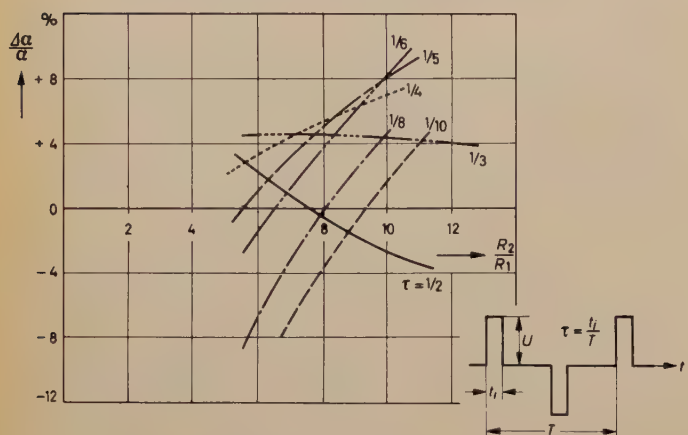


Bild 8. Abweichung vom Effektivwert einer symmetrischen Impulsspannung als Funktion des Widerstandsverhältnisses bei verschiedenen Tastverhältnissen τ

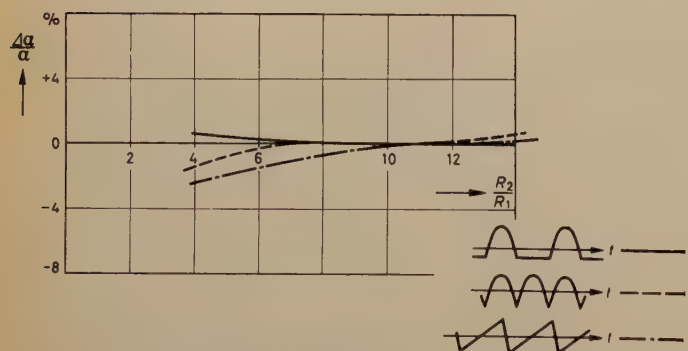


Bild 9. Abweichung vom Effektivwert zweier gleichgerichteter Sinusspannungen und einer Dreiecksspannung als Funktion des Widerstandsverhältnisses

Wird auch hier ein Tastverhältnis von $1/10$ gewählt, dann ist der Spitzenwert U 2,24mal größer als der Effektivwert dieser Impulsform.

Aus den Meßergebnissen der Bilder 7 bis 9 ist zu ersehen, daß bei diesen Impulsspannungen die günstigste Annäherung an den echten Effektivwert mit einem Widerstandsverhältnis $R_2/R_1 = 7,5$ erreicht werden kann. Die Abweichung vom echten Effektivwert ist dann maximal $\pm 5\%$.

4.2 Amplitudenmodulierte Spannungen

Es handelt sich hierbei um Sinusspannungen, die in ihrer Amplitude sinus- oder rechteckig moduliert wurden.

Die Bilder 10 und 11 zeigen Meßergebnisse bei verschiedenen Modulationsgraden und Tastverhältnissen. Bei einem Widerstandsverhältnis $R_2/R_1 = 10$ liegt die Abweichung vom echten Effektivwert etwa bei $\pm 3\%$.

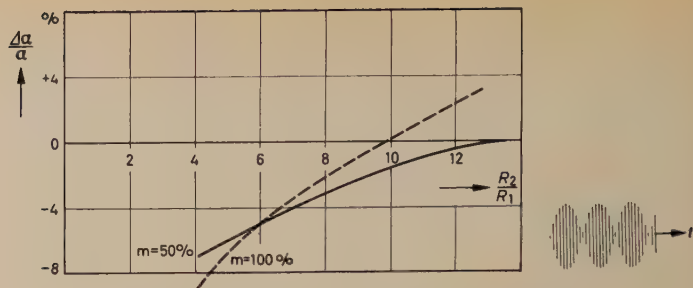


Bild 10. Abweichung vom Effektivwert bei sinusförmiger Amplitudenmodulation bei verschiedenen Modulationsgraden m als Funktion des Widerstandsverhältnisses

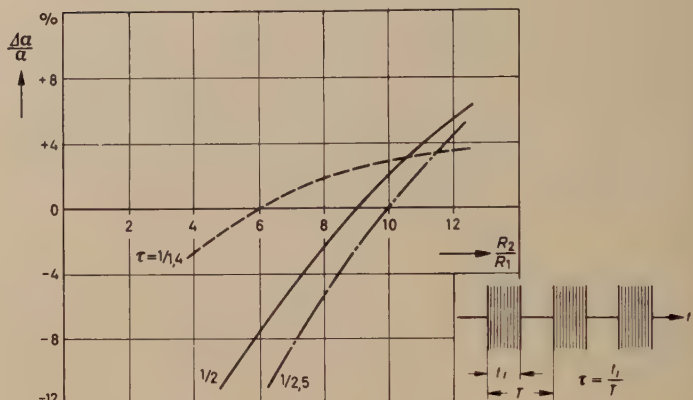


Bild 11. Abweichung vom Effektivwert bei rechteckförmiger Amplitudenmodulation bei verschiedenen Tastverhältnissen τ als Funktion des Widerstandsverhältnisses

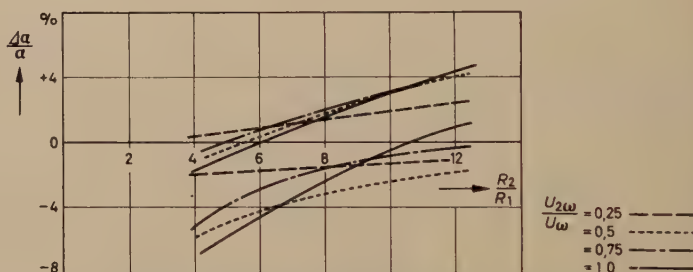


Bild 12. Abweichung vom Effektivwert einer verzerrten Sinusspannung, die aus Grundwelle und zweiter Oberwelle besteht, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

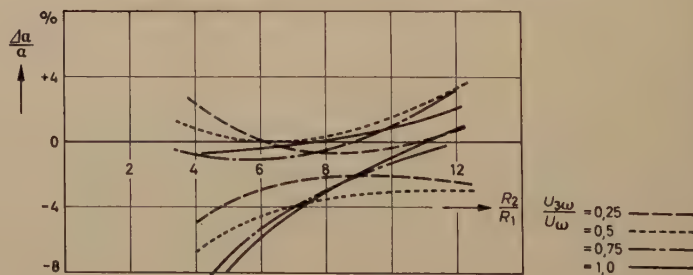
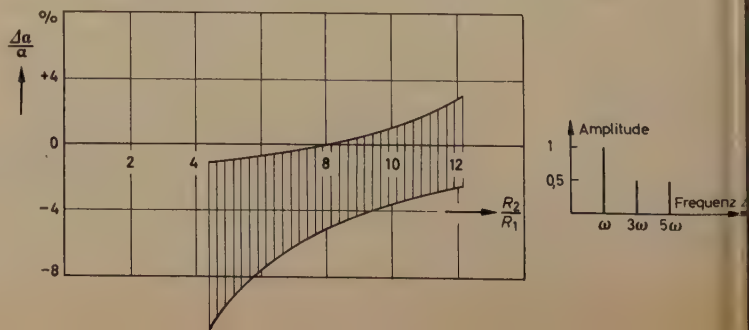
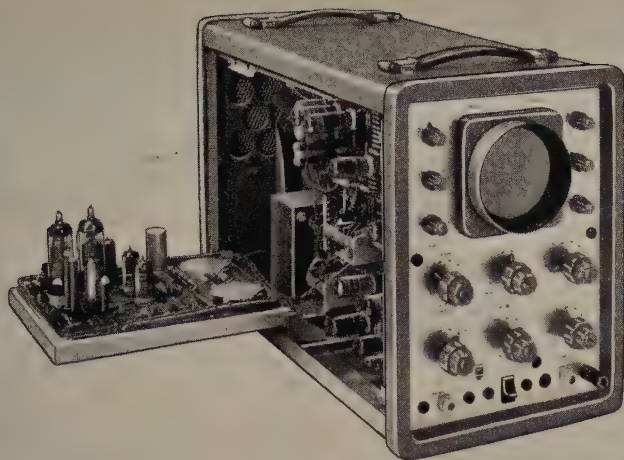


Bild 13. Abweichung vom Effektivwert einer verzerrten Sinusspannung, die aus Grundwelle und dritter Oberwelle besteht, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

Bild 14. Abweichung vom Effektivwert einer Gesamtspannung, die sich aus Grundwelle, dritter und fünfter Oberwelle zusammensetzt, als Funktion des Widerstandsverhältnisses





elektronische Werkzeuge

die Sie

täglich brauchen

... wenn Sie Tag für Tag damit messen, stellen Sie auch an Oszillografen ähnliche Forderungen, wie an Werkzeuge; sie müssen vielseitig und robust, zuverlässig und präzise sein. Das ist die Idee, nach der diese Oszillografen entwickelt und gebaut wurden. Gemessen an ihrem Preis bieten sie eine hohe Leistung und werden allen Anforderungen der NF-, HF-, der Impuls- und der Fernsehtechnik gerecht. Der geeichte Zeit- und Amplitudenmaßstab macht sie zu vollkommenen Meßgeräten.

Philips bietet Ihnen neben einer Reihe von Oszillografen verschiedene Einrichtungen für die fotografische Registrierung der Oszillogramme, und Projektionsvorsätze, mit denen Sie die Vorgänge auf dem Bildschirm einem größeren Zuschauerkreis sichtbar machen können.



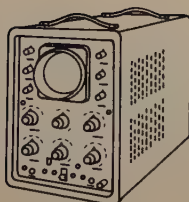
...wenn es

um Elektronik geht

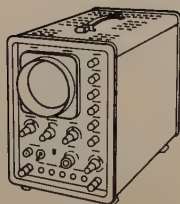
ELEKTRO SPEZIAL

G · M · B · H

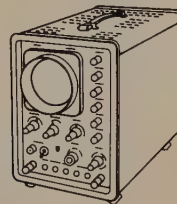
HAMBURG 1 · MÖNCKEBERGSTR. 7 · PHILIPS-HAUS



GM 5602 Breitband-Oszillograf für die NF-, HF- und Impulstechnik; Anstiegszeit: 25 ns; Vertikalverstärker 3 Hz bis 14 MHz, 75 mVss/cm mit eingebauter 0,3 μ s-Verzögerungsleitung; Horizontalverstärker: 0 bis 800 kHz, 1 Vss/cm; geeichte Ablenkung in vertikaler und horizontaler Richtung.



GM 5601 HF-Oszillograf für die NF-, HF- und Impulstechnik; mit Gleichspannungsverstärkern; Vertikalverstärker: 0 bis 5 MHz, 100 mVss/cm; Horizontalverstärker: 0 bis 300 kHz, 1 Vss/cm; geeichte Ablenkung in vertikaler und horizontaler Richtung.



GM 5606 NF-Oszillograf mit 2 Gleichspannungsverstärkern; Vertikalverstärker: 0 bis 200 kHz, 10 mVss/cm; Horizontalverstärker: 0 bis 300 kHz, 1 Vss/cm; geeichte Ablenkung in vertikaler und horizontaler Richtung.

messen+prüfen vibro-meter ag fribourg/schweiz



Aus unserem Programm

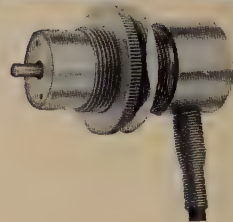
Ohne genaueste Meß- und Prüfergebnisse ist die fortschrittliche Wissenschaft und die moderne Technik heute undenkbar. Die vibro-meter ag entwickelte deshalb ein lückenloses Programm elektrischer Meßgeräte zur Messung mechanischer Größen, sowie zu deren Anzeige, Registrierung, Speicherung und Auswertung. Im vibro-meter-Programm finden wir induktive, ohmsche, piezoelektrische Wandler, angepasste Meßbrücken und Verstärker, sowie Anzeigeegeräte, Kathodenstrahloszillographen, Schleifenoszillographen, UV-Direktschreiber, Xerographische Schreiber, Magnetbandregistriergeräte, statistische Klassier- und Auswertegeräte.

Geber-Systeme

1

TS/1230

Induktive Wegmesser und Verschiebungsmesser. Tastweggeber und tastlose Weggeber. Beschleunigungsgeber.



ED

Dehnungsmeßstreifen, Folienmeßstreifen, Gummi-Dehnungsmeßstreifen, Strainistor-Silikon-Meßstreifen.



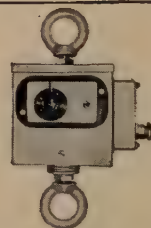
DA/5.5

Drehmoment-, Drehschwingung- und Drehbeschleunigungsgeber.



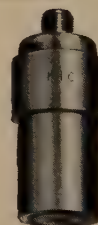
ZW/...

Induktive Hochdruck-, Niederdruck- und Differenzdruckgeber. Druck-, Zugkraftmeß- und Schaltdosen.



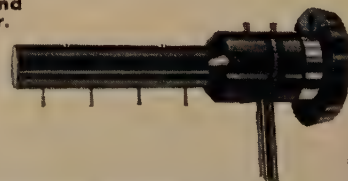
7-01

Miniatur-Quarzgeber für Beschleunigung, Kraft und Druck.



4/MTA

Quecksilber-Drehübertrager und schleifringlose Drehübertrager.



Geber sind mechanisch-elektrische Wandler, welche die zu messende Größe in ein proportionales elektrisches Meßsignal umwandeln, das über ein Geberkabel einem nachfolgenden Meßgerät weitergeleitet wird. Die Geber eignen sich also nicht nur für die Messung, sondern auch zur Kontrolle, Überwachung, Regelung und Steuerung von Meßgrößen.

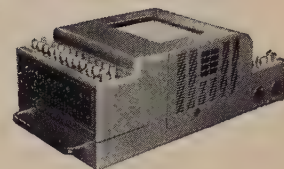
8-TR 1/C

Trägerfrequenz-Meßbrücke für den Anschluß von induktiven und Widerstandsgebern, vor allem aber für verstärkerlose Mehrkanalmessungen. Eignet sich somit für statische und dynamische Messungen.



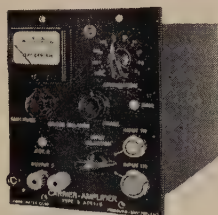
420

Direktschreiber Elektrograph bis 24 geradlinig schreibende Galvanometer-Lichtstrahlkanäle mit automatischer Direktentwicklung. Im Bruchteil von Sekunden sichtbare schwarze Schreibspuren (0-150 Hz).



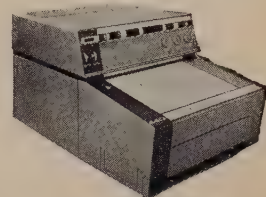
8-ATR 1/S

Trägerfrequenzverstärker als Einfach- oder Mehrkanal-Meßanlage für die elektrische Messung mechanischer Größen.



CEI-440

Der Ultragraph CEI-440 verkörpert den modernsten und vielseitigsten Lichtstrahloszillographen. Direktregistrierung ohne Entwicklung mit UV-Lichtquellen und UV-Magazin (0-7800 Hz).



E-13

Elektronenstrahloszillograph — das Idealgerät für die elektrische Messung mechanischer Größen. Das Gerät wird mit Vorteil als Sichtgerät bei kompletten Prüfständen eingesetzt.



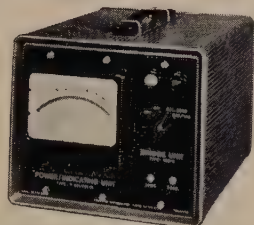
CEI-444

Ultragraph CEI-444 — die vereinfachte, preiswerte Kleinausgabe des CEI-440. Mit 4 Kanälen und normale Tungstenlampe für Direktregistrierung (0-2000 Hz).



P-220/005/B

Lastmeßgerät zusammen mit einer Meßbrückeneinheit ergibt sich eine Kombination zum Anschluß von Gebern. Zum eingebauten Direktanzeige-Instrument kann noch ein registrierender Kompensator angeschlossen werden.



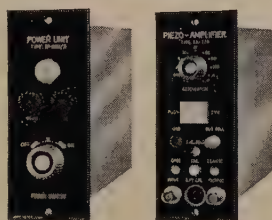
P I

P I — das zuverlässige Magnetband-Aufnahme- und Wiedergabegerät, einfach in der Bedienung und im Unterhalt. Mittels volltransistorisierter Streckeneinheiten ermöglichen sie Direkt-, FM- und Digitalaufnahmen von 2-14 Kanälen. Ein tragbares Modell weist Eigenschaften auf, die bisher nur mit Schrankgeräten erreicht wurden.



TP-220/A und TA-1/A

Piezo-Netzspeisegerät — Gerät volltransistorisiert im RACK-Format. Elektrometerstufen zur stabilen und Transistorverstärkerspeisung. Piezo-Verstärker mit Elektrometerstufe für den Anschluß von Quarzgebern geeignet. Statisch eichbar durch Eichfestwert oder Telekalibrator.

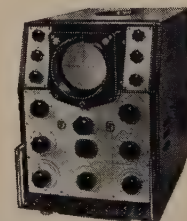


Elektronische Klassiergeräte mit Meßwertspeicher zur Erfassung und Auswertung dynamischer Meßwerte. Ein unentbehrliches Gerät für die schnelle Auswertung von großen Meßwertmengen und deren statistische Verteilung.

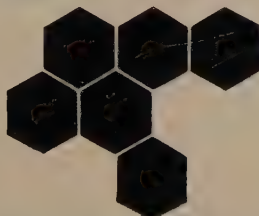


COSSOR

In der bewährten Reihe der COSSOR-Kathodenstrahloszillographen findet der Fachmann Modelle als Einstahl- oder Spaltstrahltypen. Vom einfachsten Bausatz bis zum höchstqualifizierten Leistungszillographen zeichnen sich die COSSOR-Produkte durch ihre Zuverlässigkeit und günstige Preise aus.



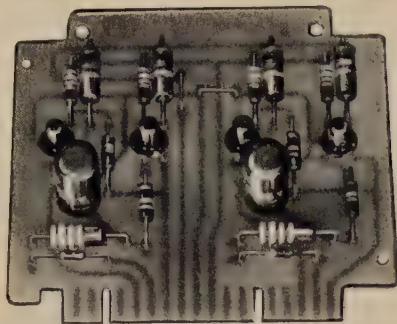
Waben



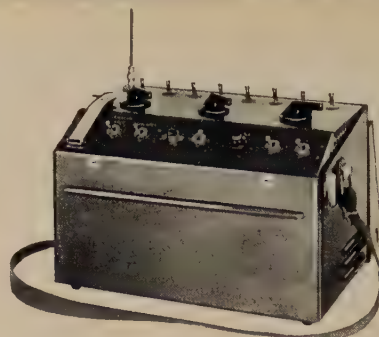
Vor Jahren hat die vibro-meter als erstes europäisches Unternehmen seiner Branche damit begonnen, alle Geräte zur elektrischen Messung mechanischer Größen im standardisierten RACK-System zu konstruieren. Das Standardgehäuse eignet sich als ideales Grundelement, so dass der vibro-meter-Kunde seine Anlage nach Belieben ergänzen und ausbauen kann. In der standardisierten RACK-Reihe werden auch Klingengehäuse hergestellt, die speziell für Fahr- und Flugversuche bestimmt sind.

Vertretungen

vibro-meter ag Fribourg / Schweiz, Tel. 2 81 08
vibro-meter gmbh Hannover / Deutschland Tel. 1 33 67
Norddeutschland Dipl. Ing. J. Döschner Hannover Tel. 1 33 67
Nordrhein-Westfalen Dr. Ing. G. Rämisch Velbert Tel. 5 39 63
Berlin-West Dipl. Ing. H. Ifland, Berlin SW 61 Tel. 66 28 36
Hessen-Rheinland, Bayern Dipl. Ing. J. Volkers
Aschaffenburg — Hösbach Tel. 74 65
Südwestdeutschland, Südpfalz, Saar Dipl. Ing. Th. Ehrler
Leonberg bei Stuttgart Tel. 80 26
vibro-meter gmbh Wien IV. / Österreich Tel. 6 52 09 23



Logische Schaltung

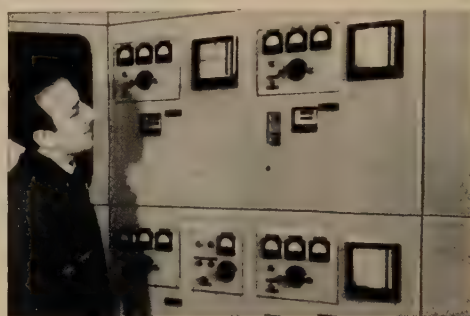


VHF-Fernsteuerung

IE ELEKTRONIK IM DIENST DER INDUSTRIE



Fernschreiber höchster Betriebssicherheit
mit 100 Kanälen



Regeleinrichtung für Heizungsanlagen

Betriebsreglung, automatische Steuerung und analogische Nachbildung für Anlagen mit gleichmäßiger Produktion (Dampfkraftwerke, Atommeiler, Raffinerien, Destillieranlagen, usw.)

Logische Halbleiter-Schaltungen: Programmsteuerung für Stückproduktion, automatische Sortierung, usw.

Datenverarbeitung

Fernsteuerung, Fernanzeige, Fernmessung, drahtlos oder über Kabel.

Stellkreise mittlerer oder starker Leistung: Geschwindigkeitssteuerung oder -Reglung; Spannungs- und Stromreglung für statische Speiseanlagen oder rotierende Umformer; Umschalteneinrichtungen, Steuerung von Werkzeugmaschinen, usw.

Unser Fertigungsprogramm umfaßt auch: Industrielles Fernsehen mit Kabelübertragung; Funkanlagen (auf Fahrzeugen und tragbar); Anlagen für die Atomindustrie; stabilisierte Netzgeräte; usw.

Compagnie générale

Société Anonyme au Capital de 40 608.900 Nouveaux Francs



de télégraphie Sans Fil

Siège Social : 79, Bd HAUSSMANN - PARIS-8^e - ANJ. 84-60

"DÉPARTEMENT DES APPLICATIONS NUCLÉAIRES ET INDUSTRIELLES"

55, RUE GREFFULHE - LEVALLOIS (SEINE) - TÉL. : PER. 34-00

4.3 Verzernte Sinusspannungen

Verzernte Sinusspannungen entstehen, wenn eine nichtlineare Übertragungskennlinie sinusförmig angesteuert wird. Der zwischen Grund- und Oberwelle bestehende Phasenwinkel hat nun bei dieser Gleichrichtungsschaltung einen gewissen Einfluß auf die Abweichung vom echten Effektivwert. Wie aus den Bildern 12 bis 14 hervorgeht, werden sich für einen bestimmten Oberwellengehalt, wie zum Beispiel im Bild 12 für $U_2 \omega / U \omega = 0,5$, stets zwei Kurven ergeben, die den maximalen Einfluß des Phasenwinkels zum Ausdruck bringen. Bei einem beliebigen Phasenwinkel und einem bestimmten Oberwellengehalt wird also die Abweichung vom echten Effektivwert stets in dem Gebiet liegen, das durch diese beiden Kurven begrenzt wird. Die geringste Abweichung vom echten Effektivwert ergibt sich auch hier bei einem Verhältnis $R_2/R_1 = 10$. Der maximale Fehler ist dann $\pm 3,5\%$.

4.4 Nichtharmonisch zusammengesetzte Spannungen

Setzt sich eine nichtsinusförmige Spannung, bei der die diskreten Frequenzen in keinem harmonischen Verhältnis zueinander stehen, aus den Frequenzen m und n zusammen und kann man dafür $m = a \cdot k$ sowie $n = b \cdot k$ schreiben, dann ist erst nach der Zeit $1/k$ der Gesamtverlauf periodisch geworden. Für $m = 3$ kHz und $n = 5$ kHz zum Beispiel ist $k = 1$ kHz. Der Kurvenverlauf beginnt dann, nach 1 ms wieder periodisch zu werden. Aus Bild 15 ist die Abweichung vom Effektivwert für dieses Frequenzverhältnis zu ersehen, wobei auch hier der Phasenwinkel von Einfluß ist.

Ist der Quotient der Frequenzen m und n eine irrationale Zahl, beispielsweise $n/m = \sqrt{3} = 1,732050807\dots$, dann ergibt sich stets ein nichtperiodischer Dezimalbruch. Demzufolge ändert die nichtsinusförmige Spannung ständig den Phasenwinkel, so daß der Verlauf niemals periodisch wird.

Am Anzeigeinstrument kann sich unter Umständen die zeitliche Änderung $d\varphi/dt$ des Phasenwinkels (eine Frequenz) bemerkbar machen. Liegt diese Frequenz in der Nähe der Eigenfrequenz des Anzeigeinstrumentes und hat der Phasenwinkel der Meßspannung einen Einfluß auf den angezeigten Wert, dann pendelt der Zeiger des Anzeigeinstrumentes zwischen zwei Extremwerten. Ist die Änderungsgeschwindigkeit $d\varphi/dt$ größer als die Eigenfrequenz, so wird sich ein Mittelwert am Anzeigeinstrument einstellen. Die Bilder 16 und 17 zeigen einige Meßergebnisse von nichtsinusförmigen Spannungen, die sich aus zwei und auch aus drei Frequenzen so zusammensetzen, daß eine dauernde zeitliche Änderung des Phasenwinkels entsteht.

Nichtsinusförmige Spannungen, deren Kurvenverläufe wegen der Phasenwinkeländerungen zeitlich nicht konstant bleiben, haben nun eine gewisse Ähnlichkeit mit Rauschspannungen. Damit können zu dieser Gruppe noch die Rauschspannungen gezählt werden. Um auch bei dieser Spannungsart etwas über die Abweichung vom Effektivwert zu erfahren, wurden ein Widerstandsrauschen mit den Bandbreiten 2 kHz und 20 kHz und eine Rauschspannung mit sehr ungleichmäßigem Amplitudenverlauf verwendet (Einbrüche bis zu 20 dB). Die Bandbreite dieser Spannung war etwa 4 kHz.

Alle drei Rauschspannungen zeigten einen vollkommen gleichen Verlauf der Abweichung vom Effektivwert in Abhängigkeit des Widerstandsverhältnisses R_2/R_1 . Bild 18 zeigt die gemessene Kurve.

Ergänzend zum Rauschen wurde noch eine Spannung aus zwölf Einzel Frequenzen mit gleichen Amplituden gebildet. Der Abstand von Frequenz zu Frequenz war 120 Hz und die tiefste Frequenz 400 Hz. Die Phasenwinkel der Teilspannungen waren unabhängig voneinander, da zwölf Einzelgeneratoren die Quelle bildeten.

Auch für diese Spannung ergab sich der im Bild 18 gezeichnete Verlauf.

Zahlreiche weitere Messungen führten damit zu dem Ergebnis, daß sich für die zu dieser vierten Gruppe gehörenden nichtsinusförmigen Spannungen die geringste Abweichung vom Effektivwert mit maximal $\pm 3\%$ bei einem Widerstandsverhältnis von $R_2/R_1 = 14$ ergibt. Für Rauschspannungen ist die Abweichung bei diesem Verhältnis, wie Bild 18 zeigt, nahezu Null.

5. Zusammenfassung der Ergebnisse

Beabsichtigt man, bei allen vier Gruppen eine Effektivwertmessung durchzuführen, dann ist, wie aus den Ergebnissen ersichtlich, eine Umschaltung der Widerstandswerte R_1 und R_2 zweckmäßig. Die vier

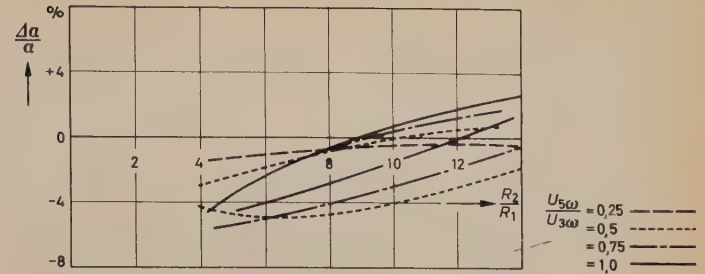


Bild 15. Abweichung vom Effektivwert einer Spannung, deren Frequenzen in keinem harmonischen Verhältnis zueinander stehen, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

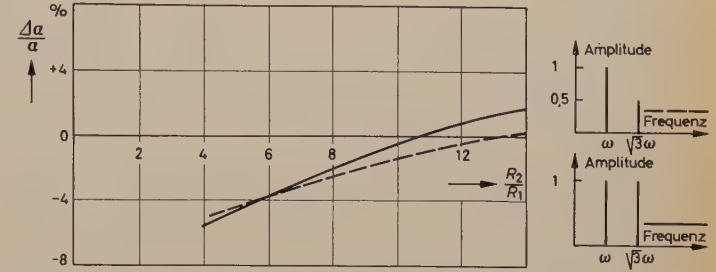


Bild 16. Abweichung vom Effektivwert einer Spannung, deren zwei Frequenzen in einem irrationalen Verhältnis zueinander stehen, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

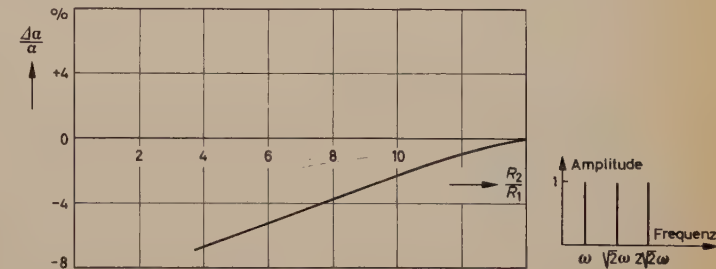


Bild 17. Abweichung vom Effektivwert einer Spannung, deren drei Frequenzen in einem irrationalen Verhältnis zueinander stehen, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

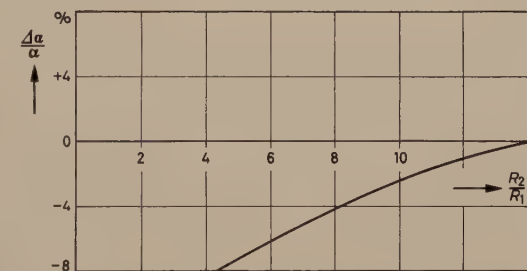


Bild 18. Abweichung vom Effektivwert verschiedener Rauschspannungen und einer Spannung, die sich aus 12 Frequenzen zusammensetzt, als Funktion des Widerstandsverhältnisses

Gruppen können dann mit drei Widerstandsverhältnissen erfaßt werden.

Für Impulsspannungen ist $R_2/R_1 = 7,5$ bis zu einem Tastverhältnis 1/10 der günstigste Wert.

Bei modulierten Sinusspannungen sowie verzernten Spannungen, deren Oberwellen in einem harmonischen Verhältnis zur Grundwelle stehen, sollte $R_2/R_1 = 10$ sein.

Rauschspannungen und verzernte Spannungen, deren Frequenzen in keinem harmonischen Verhältnis zueinander stehen, ergeben bei $R_2/R_1 = 14$ die kleinste Abweichung vom Effektivwert.

Werden diese drei Widerstandsverhältnisse ($R_2/R_1 = 7,5, 10$ und 14) einstellbar gemacht, dann ergibt sich für die mit den vier Gruppen erfaßten nichtsinusförmigen Spannungen eine Abweichung vom echten Effektivwert, die maximal $\pm 5\%$ ist.

6. Vor- und Nachteile dieser Schaltung

Vergleicht man diese Gleichrichterschaltung, die zur näherungsweisen Bestimmung des Effektivwertes dient, mit Meßgeräten, die den echten Effektivwert anzeigen, dann können folgende Vor- und Nachteile angeführt werden:

Zu den Vorteilen gehören der einfache Aufbau der Gleichrichterschaltung, wobei durch eine Änderung der Widerstände R_1 und R_2 eine einfache Umschaltung auf Mittel- und Spitzenwertanzeige möglich ist, und die lineare Gleichrichtungskennlinie, die in der Hauptsache durch den ohmschen Vorwiderstand R_1 bestimmt wird und einen großen Aussteuerungsbereich ermöglicht. Temperatureinflüsse auf die beiden Dioden sind somit nur von geringer Wirkung.

Ein weiterer Vorteil dieser Gleichrichterschaltung ist der, daß sich mit dem unsymmetrischen Aufbau keine Potentialschwierigkeiten zwischen der Wechsel- und der Gleichspannungsseite ergeben, da ein Eingangspunkt und ein Ausgangspunkt einen gemeinsamen Knotenpunkt bilden. Diese Gleichrichterschaltung kann somit in jede unsymmetrisch aufgebaute Schaltung ohne Schwierigkeit eingebaut werden. Eine Schaltkapazität gegen Masse auf der Gleichspannungsseite bewirkt bei dem unsymmetrischen Aufbau der Schaltung keine Verschlechterung des Frequenzganges, da sich diese Kapazität, wie aus Bild 1 zu ersehen ist, parallel zu dem Kondensator C_2 schaltet.

Nachteile dieser Schaltung sind die Umschaltung des Widerstandsverhältnisses je nach Art der nichtsinusförmigen Spannung und die

Abhängigkeit des Meßfehlers von der Kurvenform der Meßspannung. Der Meßfehler ist bei einer Impulsspannung mit einem Tastverhältnis $> 1/10$ beispielsweise größer als 5%.

Zusammengefaßt kann somit gesagt werden, daß diese Gleichrichterschaltung zum Messen des Effektivwertes besonders für definierte Kurvenformen geeignet ist, wie sie bei Geräuschmessern, Klirrfaktormeßgeräten [4], Rauschmessern, TF- und WT-Effektivwertmeßgeräten vorkommen.

Schrifttum

- [1] Boucke, H.: Ein neuartiger Effektivwert-Gleichrichter mit vermindertem Kurvenformfehler. Arch. elektr. Übertr. Bd. 4 (1950) S. 267–270
- [2] Schmid, O.: Die Grundlagen linearer Effektivwert-Gleichrichter. Arch. elektr. Übertr. Bd. 5 (1951) S. 241–247
- [3] Wahrmann, C. G.: A true RMS instrument. Brüel u. Kjaer Techn. Rev. (1958) Nr. 3, S. 9–21
- [4] Gommlich, H.: Ein Klirrfaktormeßgerät mit Quotientenmeßwerk. radio mentor Bd. 26 (1960) Nr. 1, S. 35–40
- [5] ● Skudrzyk, E.: Die Grundlagen der Akustik, S. 640. Wien 1954, Springer
- [6] Heinlein, W.: Die Trägheit von Germaniumdioden und ihre Auswirkung in einfachen Gleichrichterschaltungen. Frequenz Bd. 12 (1958) S. 159–163 u. S. 191–198
- [7] DIN-Blatt 45 402. Effektivwertmessung in der Elektroakustik für quasistationäre Vorgänge. August 1959

(eingegangen am 18. Juli 1960)

Effektivwert - Gleichrichter für Drehspulinstrumente

DK 621.317.7.082.742:621.314.63

Mittelwert und Scheitelwert von Wechselströmen beliebiger Kurvenform kann man mit Drehspulinstrumenten in einer einfachen Gleichrichterschaltung messen. Zur Effektivwertmessung benötigt man eine Schaltung mit quadratischer Charakteristik. An einigen Beispielen wird gezeigt, wie man schrittweise zu einer brauchbaren Näherungslösung gelangen kann, deren Vor- und Nachteile diskutiert werden.

Die Größe eines periodischen Wechselstroms oder einer periodischen Wechselspannung läßt sich entweder durch den Scheitelwert, durch den Mittelwert oder durch den Effektivwert angeben. Keine dieser drei Größen gibt für sich eine vollständige Aussage über die Kurvenform des Wechselstromsignals, sondern beschreibt nur je eine seiner charakteristischen Eigenschaften.

Am einfachsten ist die Definition des Scheitelwertes (Bild 1 a); er ist gleich dem Maximalwert des Signals innerhalb der Periode. Der Mittelwert ist das arithmetische oder galvanometrische Mittel des gleichgerichteten Wechselstromsignals (Bild 1 b). Aus dieser Definition ergibt er sich als die Höhe des

über der Abszisse gezeichneten Rechtecks, dessen andere Seite gleich der Periodendauer T und dessen Flächeninhalt gleich dem von der gleichgerichteten Signalkurve mit der Abszisse eingeschlossenen Flächeninhalt ist. Mathematisch ausgedrückt, ist demzufolge der Mittelwert U_m einer periodischen Wechselspannung u beliebiger Kurvenform (ganz analog sind die Beziehungen für den Wechselstrom)

$$U_m = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |u(t)| \cdot dt,$$

also beispielsweise für eine Sinusspannung

$$U_m = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_s \cdot \sin \omega t \cdot dt = \frac{2 \cdot U_s}{\pi},$$

wenn U_s der Scheitelwert ist.

Der Effektivwert U_{eff} der Wechselspannung schließlich ist gleich der Wurzel aus dem Mittelwert der quadrierten Wechselspannung (Bild 1 c)

$$U_{\text{eff}} = \left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [u(t)]^2 \cdot dt \right)^{\frac{1}{2}}$$

Für eine sinusförmige Wechselspannung beispielsweise ist $U_{\text{eff}} = \frac{U_s}{\sqrt{2}}$.

Bei einer ganz bestimmten Kurvenform des Signals stehen Scheitelwert, Mittelwert und Effektivwert in konstanten Verhältnissen zueinander, so daß man die übrigen beiden Werte ausrechnen kann, wenn der dritte bekannt ist. Das Verhältnis zwischen Scheitelwert und Effektivwert heißt Scheitelfaktor, während der Quotient aus Effektivwert und Mittelwert Formfaktor genannt wird. Formfaktor und Scheitelfaktor hängen aber stark von der Kurvenform des Wechselstromsignals ab; für ein Sinussignal beispielsweise ist der Scheitelfaktor 1,41 und der Formfaktor 1,11, während sich für ein dreieckförmiges Signal ein Scheitelfaktor von 1,732 und ein Formfaktor von 1,15 ergeben.

Solange man also die Kurvenform und damit Scheitel- und Formfaktor eines Signals genau kennt, spielt es keine Rolle, ob man den Scheitelwert, den Mittelwert oder den Effektivwert des Signals mißt, weil aus einer Größe ohne weiteres die anderen beiden Größen errechnet werden können. Im allgemeinen wird man aber die Kurvenform nicht kennen, oder man will ein Instrument haben, das die betreffende Größe unmittelbar für mög-

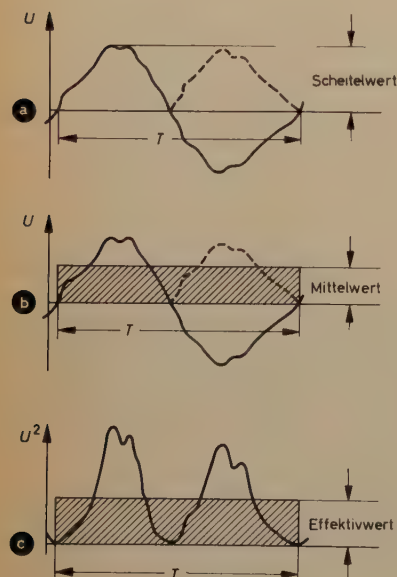


Bild 1. Zur Definition des Scheitelwertes (a), des Mittelwertes (b) und des Effektivwertes (c)

lichst allen beliebigen Kurvenformen anzeigt. Bei der Messung von Scheitelwert und Mittelwert ergeben sich hier keine Schwierigkeiten. Jedes Drehspulinstrument ist zur Messung des Mittelwertes geeignet, wenn man ihm einen Gleichrichter, zum Beispiel einen Vollweg-Gleichrichter nach Bild 2, vorschaltet. Entsprechend der Definition des Mittelwertes, muß der Gleichrichter eine lineare Kennlinie haben und der Strom i durch das Instrument in jedem Augenblick der Signalspannung u proportional sein.

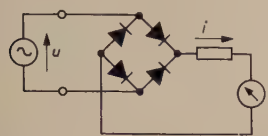


Bild 2. Gleichrichterschaltung zur Messung des Mittelwertes mit einem Drehspulinstrument

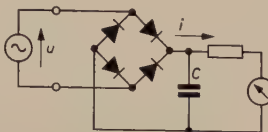


Bild 3. Gleichrichterschaltung zur Messung des Scheitelwertes mit einem Drehspulinstrument

Auch zur Messung des Scheitelwertes kann man sich eines Drehspulinstrumentes bedienen, wenn man eine Schaltung nach Bild 3 verwendet. Diese Schaltung unterscheidet sich von der Schaltung zur Mittelwertmessung (Bild 2) nur durch den zusätzlichen Kondensator C , der parallel zum Gleichrichterausgang liegt. Der Kondensator wird von dem Gleichrichter stets bis auf den Scheitelwert der Signalspannung u aufgeladen, so daß durch das Drehspulinstrument immer ein dem Scheitelwert proportionaler Strom fließt. Durch den Kondensator C erhält der Scheitelwertgleichrichter die im Bild 4 angedeutete steile, im Idealfall (gestrichelt) sogar

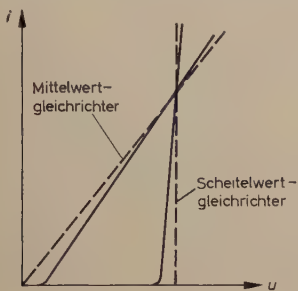


Bild 4. Strom-Spannungskennlinien des Mittelwertgleichrichters nach Bild 2 und des Scheitelwertgleichrichters nach Bild 3

senkrechte Kennlinie. Der Schnittpunkt dieser senkrechten Kennlinie mit der Abszisse entspricht der Spannung, auf die der Kondensator aufgeladen ist; Strom fließt in den Kondensator nur, wenn der Momentanwert u der Signalspannung die Spannung am Kondensator übertrifft.

Der Ausschlag der den Mittelwert oder den Scheitelwert anzeigenden Drehspulinstrumente nach Bild 2 und Bild 3 ist von der Kurvenform der Signalspannung unabhängig. Zur Messung des Effektivwertes, der ja in der Praxis viel häufiger als der Mittelwert und der Scheitelwert interessiert, steht eine ähnlich einfache Schaltung für das Drehspulinstrument nicht zur Verfügung. Aus der Definition des Effektivwertes folgt, daß ein Meßinstrument, das den Effektivwert für alle Kurvenformen unmittelbar anzeigen soll, eine quadratische Kennlinie haben muß. Zwar sind solche Meßgeräte gebaut worden, sie haben aber Nachteile, die ihre universelle Verwendbarkeit ausschließen. Weicheiseninstrumente und elektrodynamische Geräte beispielsweise eignen sich nur für sehr niedrige Frequenzen, während Hitzdrahtinstrumente und Instrumente mit Thermoelementen zu träge arbeiten. Elektrometer wiederum sind nur für sehr hohe Spannungen brauchbar.

Am günstigsten wäre auch für die Effektivwertmessung das Drehspulinstrument, und darum ist der Wunsch verständlich, eine Gleichrichterschaltung für das Drehspulinstrument zu finden, die die erforderliche quadratische Strom-Spannungskennlinie ergibt. Bei der üblichen Schaltung nach Bild 2 ist diese Kennlinie linear und ergibt den Mittelwert. Wenn man sich auf eine ganz bestimmte Kurvenform, etwa die reine Sinuswelle, beschränkt, kann man wegen des konstanten Formfaktors dem Instrument eine quadratische Skala geben, die für Sinusspannungen und -ströme unmittelbar die Effektivwerte anzeigt. Für alle anderen Kurvenformen, die abweichende Formfaktoren haben, liefert aber ein derartiges Drehspulinstrument falsche Anzeigen.

Wenn die Aufgabe gestellt ist, das Drehspulinstrument so abzuwandeln, daß es für alle Kurvenformen den Effektivwert richtig anzeigt, bleibt nichts anderes übrig, als nach einer Möglichkeit zu suchen, wie man die Kennlinie quadratisch, zumindest aber mit ausreichender Näherung quadratisch machen kann. Eine erste, noch ziemlich grobe Annäherung erhält man mit einer Gleichrichterschaltung nach Bild 5, die sich von dem Scheitelwertmesser nach Bild 3 durch die Einfügung des Widerstandes r zwischen Gleichrichterausgang und Kondensator unterscheidet. Die dadurch entstehende Wirkung geht aus Bild 6 hervor: wenn man eine Signalspannung konstanter Amplitude voraussetzt, wird der Kondensator auf eine

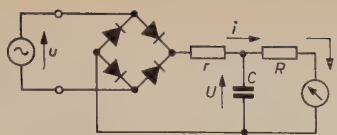


Bild 6. Ideale quadratische Kennlinie (Parabel) für die Effektivwertgleichrichtung und mit der Schaltung nach Bild 5 erreichbare grobe Annäherung

Bild 5. Gleichrichterschaltung für ein Drehspulinstrument mit grober Annäherung an die quadratische Kennlinie der Effektivwertgleichrichtung



gleichbleibende, vom Drehspulinstrument angezeigte Spannung U aufgeladen, die jetzt aber — im Gegensatz zum Scheitelwertmesser — infolge des Widerstandes r kleiner als der Scheitelwert von u ist. Um diese Spannung wird der Fußpunkt der linearen Gleichrichterkennlinie auf der Abszisse nach links verschoben. Die Kennlinie verläuft jetzt nicht wie beim Scheitelwertmesser senkrecht, sondern hat eine im Bild 6 angedeutete Neigung. Gleichzeitig ist im Bild 6 die angestrebte quadratische Gleichrichterkennlinie, die also parabolische Gestalt hat, eingetragen, wodurch der auf diese einfache Weise erreichbare Grad der Annäherung deutlich wird.

Es darf nicht übersehen werden, daß die Kennlinie im Bild 6 nur für eine bestimmte Amplitude und eine bestimmte Kurvenform der Signalspannung gilt. Ändert sich — bei gleichbleibender Kurvenform — die Amplitude von u , dann ändert sich auch die Gleichspannung U am Kondensator C , und die Gleichrichterkennlinie wird in Richtung der Abszissenachse parallel zu sich selbst verschoben, wie es Bild 7 zeigt. Diese Verschiebung ist — immer unter der Voraussetzung gleicher Kurvenform oder gleichen Formfaktors — der Amplitude der Signalspannung proportional, so daß die Effektivwertskala des Drehspulinstrumentes trotz der grob angenäherten quadratischen Gleichrichterkennlinie linear ist. Im Bild 7 sind die Kennlinien für eine Signalspannung, die Vollausschlag des Instrumentes erzeugt, und für eine halb so große Signalspannung, die dementsprechend auch nur halben Ausschlag hervorruft, eingezeichnet. Wie man dem Bild 7 auch noch entnehmen kann, ist die relative Abweichung der tatsächlichen von der angestrebten parabolischen Kennlinie für alle Ausschläge gleich, so daß auch der prozentuale Meßfehler auf der gesamten Instrumentenskala gleich ist, solange sich die Kurvenform der Signalspannung nicht ändert.

Das Verhältnis des Effektivwertes U_{eff} der Signalspannung zur von dem Instrument angezeigten Kondensatorspannung U ist konstant, solange die Kurvenform der Signalspannung und das Widerstandsverhältnis R/r unverändert bleiben. Für eine einzige Kurvenform hätte man also schon einen ganz brauchbaren Effektivwertmesser. Leider hängt aber das Verhältnis U_{eff}/U nicht nur von dem Widerstandsverhältnis R/r ab, sondern

Bild 7. Parallelverschiebung der Kennlinien für verschiedene Ausschläge des Drehspulinstrumentes

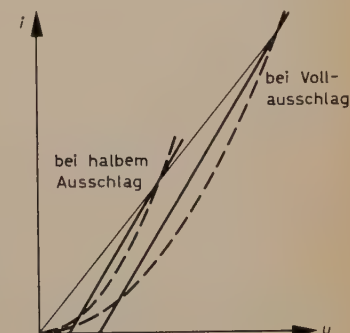
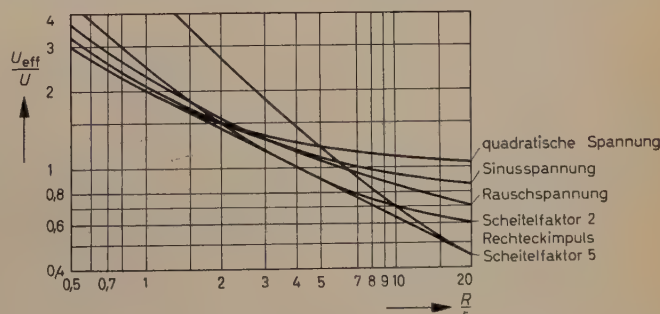


Bild 8. Bei der Schaltung in Bild 5 ist das Verhältnis der wirklichen Effektivspannung U_{eff} zur angezeigten Spannung U nicht nur vom Widerstandsverhältnis R/r , sondern auch von der Kurvenform abhängig



auch von der Kurvenform. Für jede Kurvenform ergibt sich eine andere Abhängigkeit der Größe U_{eff}/U von dem Verhältnis R/r . Im Bild 8 sind für einige Kurvenformen die diese Abhängigkeiten wiedergebenden Kurven dargestellt. Wie man diese Kurven auf rechnerischem Wege finden kann, soll hier nicht näher beschrieben werden.

Wenn alle Kurven im Bild 8 einen gemeinsamen Schnittpunkt hätten, wäre das gestellte Problem gelöst, weil für den dem Schnittpunkt entsprechenden Wert von R/r der Effektivwert aller dieser Kurvenformen — bis auf einen konstanten Faktor — richtig angezeigt werden würde. Ein solcher gemeinsamer Schnittpunkt existiert aber nicht. Bei $R/r = 4$ beispielsweise schneiden sich die Kurven für die Rauschspannung und die Sinusspannung; hier würde aber für eine Rechteckspannung mit dem Scheitelfaktor 2 ein um 1,5 dB zu hoher und für eine Rechteckspannung mit dem Scheitelfaktor 5 ein um 2 dB zu niedriger Effektivwert angezeigt werden. Die Schaltung von Bild 5 muß also noch verbessert werden, um die Kennlinie des Effektivwertgleichrichters der angestrebten Parabel stärker anzunähern.

Wie man Bild 9 entnehmen kann, bekommt man mit drei passend aneinandergesetzten geraden Linien eine recht gute Annäherung an die Parabel. Mit der Schaltung im Bild 10 kann man diese zweimal geknickte Kennlinie gewinnen. Wie auch bei der einfachen Schaltung nach Bild 5, bestimmt der Graetzsche Vollweg-Gleichrichter den Fußpunkt der Kenn-

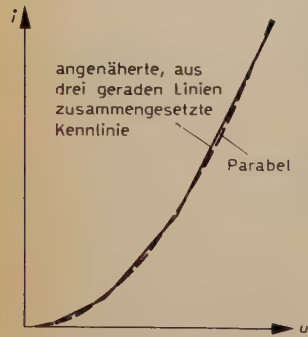
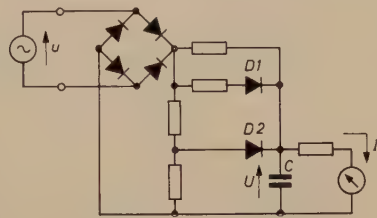


Bild 9. Verbesserte Anpassung der Gleichrichterkennlinie an die Parabel durch einen geknickten Linienzug

Bild 10. Gleichrichterschaltung für eine zweimal geknickte Strom-Spannungskennlinie



linie auf der Abszisse, während die Diode $D1$ den ersten und die Diode $D2$ den zweiten Knick der Kennlinie verursacht. Mit Ausnahme der besseren Anpassung an die quadratische Kennlinie hat diese Schaltung die gleichen Eigenschaften und Vorteile wie die nach Bild 5, insbesondere ist die Effektivwertskala praktisch linear, und der Meßfehler hat über die ganze Skala denselben relativen Wert.

Je mehr sich die zweifach geknickte Kennlinie im Bild 9 der Parabel anschmiegt, um so kleiner wird der Meßfehler für beliebige Kurvenformen der Signalspannung. Soll dieser Meßfehler einen vorgegebenen Wert nicht überschreiten, dann muß die geknickte Kennlinie nach Bild 11 zwischen zwei Toleranzkurven liegen, die diesem höchstzulässigen Meßfehler entsprechen und beiderseits der Parabel verlaufen. Bild 12 zeigt den schraffierten Teil von Bild 11 in vergrößertem Maßstab. Da es Kurvenformen mit einem Scheitelfaktor, der kleiner als 1 ist, nicht gibt, muß dieser Teil der geknickten Kennlinie mit einer Signalspannung geprüft werden, die etwa die im Bild 13 dargestellte Gestalt und einen Scheitelfaktor von 4...5 hat. Die kurzen, hohen Spannungsspitzen treffen die geknickte Kennlinie nahe deren oberem Ende, während der längsten Zeit der Periode liegt das Signal jedoch auf dem unteren, im Bild 12 dargestellten Abschnitt der Kennlinie. Der insgesamt maximal mögliche Meßfehler setzt sich dann aus

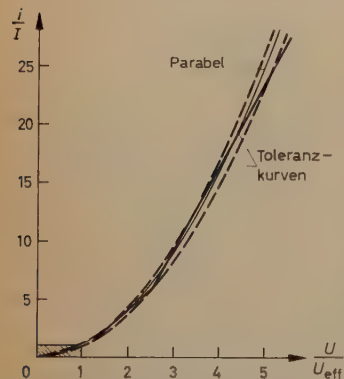


Bild 11. Quadratische Kennlinie mit Toleranzkurven und eingezeichneter dreifach geknickter Kennlinie

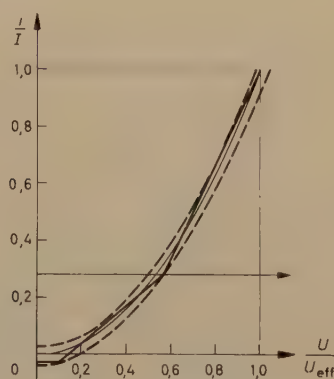


Bild 12. Vergrößerte Darstellung des schraffierten Abschnitts im Bild 11

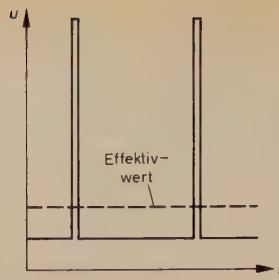


Bild 13. Signalspannung mit kurzen, hohen Spannungsspitzen zur Prüfung der geknickten Kennlinie in den Bildern 11 und 12

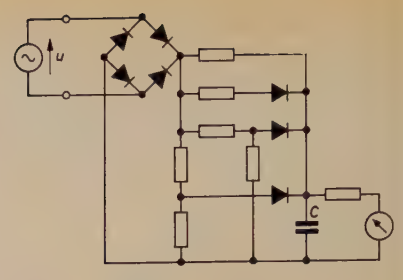


Bild 14. Endgültige Gleichrichterschaltung mit dreifach geknickter Kennlinie nach Bild 11 und Bild 12 zur Messung des Effektivwerts von Spannungen beliebiger Kurvenform mit einem Drehspulinstrument

den beiden Fehlern zusammen, die einmal bei der Messung der kurzen Signalspitzen und dann bei der Messung des langdauernden kleinen Signalwertes entstehen können. Da die im Bild 11 eingezeichneten Toleranzkurven einem maximalen Meßfehler von 4% entsprechen, während die Toleranzkurven von Bild 12 für einen maximalen Meßfehler von 2% gelten, kann also unter Zugrundelegung der geknickten Kennlinie (Bild 11 und Bild 12) im ungünstigsten Fall ein Meßfehler von insgesamt 6%, also von 0,5 dB, entstehen. Im allgemeinen werden sich aber positive und negative Fehler bis zu einem gewissen Grade gegenseitig ausgleichen, so daß der resultierende Fehler meistens $< \pm 2\%$ sein wird.

Aus Bild 12 geht hervor, daß das Einschreiben der geknickten Kennlinie zwischen den beiden Toleranzkurven erst nach Hinzufügen eines dritten Knicks (etwa bei einem Scheitelfaktor von 0,6) möglich wurde. Zur Erzeugung eines dritten Knicks muß die Schaltung nach Bild 11 noch durch eine dritte Diode ergänzt werden, so daß schließlich die endgültige Schaltung des Effektivwertmessers nach Bild 14 entsteht. Die ungefähren Widerstandsverhältnisse dieses Gleichrichternetzwerkes kann man den Bildern 11 und 12 in senkrechter Richtung ein, die durch eine zusätzliche Abszissenachse im Bild 12 angedeutet ist. Diese senkrechte Verschiebung muß zwar bei der Dimensionierung der Widerstände des Gleichrichternetzwerkes berücksichtigt werden, hat aber sonst keinen Einfluß auf seine grundsätzliche Arbeitsweise.

Theoretisch könnte man natürlich die Genauigkeit des Effektivwertmessers weiter erhöhen, indem man die Kennlinie des Gleichrichternetzwerkes durch Vergrößern der Knickstellenanzahl noch mehr der Parabel angleicht. Entsprechend müßte auch die Anzahl der Dioden und Widerstände größer werden, wobei aber der Genauigkeit sehr schnell eine Grenze durch die Toleranzen der Widerstandswerte und durch die Nichtlinearitäten der Dioden-Durchlaßkennlinien gesetzt wird, so daß es wenig Sinn hat, kompliziertere Schaltungen als die im Bild 14 aufzubauen. Auch zur Messung von Signalspannungen mit einem Scheitelfaktor, der größer als 5 ist, ist die Schaltung nicht sehr zweckmäßig. Die hohen Spannungsspitzen müssen nämlich die Spannungsquelle strommäßig stark belasten, weil infolge der quadratischen Kennlinie des Meßgeräts der dem Gleichrichter entnommene Strom i quadratisch mit dem momentanen Spannungswert u anwächst.

Neue, von einer dänischen Firma gefertigte Modelle eines Tonfrequenz-Spektrometers und eines Mikrofonverstärkers sind mit einem Effektivwert-Meßgerät der beschriebenen Art ausgerüstet. In diesem Gerät wird ein Drehspulinstrument mit einem maximalen Stromverbrauch (bei Vollausschlag) von 0,2 mA verwendet. Der Vollausschlag des Instruments wurde auf eine Eingangsspannung von rund 10 V_{eff} am Eingang des Gleichrichternetzwerkes festgesetzt. Da Signalspannungen mit einem Scheitelfaktor von höchstens 5 gemessen werden können, muß der den Eingang des Meßgeräts speisende Verstärker in der Lage sein, eine Spannung von ± 50 V und einen Spitzenstrom von ± 10 mA abzugeben, nämlich wenn die Signalspannung den Scheitelfaktor 5 und den Effektivwert von 10 V_{eff} am Verstärkerausgang hat. Die niedrigste Signalfrequenz, die noch einwandfrei gemessen werden kann, wird durch die Kapazität des Kondensators bestimmt, während die obere Frequenzgrenze durch die Kapazität der Dioden und die bei ihrem Übergang vom Sperr zum Durchlaßzustand entstehenden Einschwingvorgänge gegeben ist.

Auch Röhrenvoltmeter werden von derselben Firma auf den Markt gebracht, die nach diesem Prinzip den echten Effektivwert messen und außerdem wahlweise auf Scheitelwert- oder Mittelwertmessung umgeschaltet werden können. Der Frequenzgang ist von 2 Hz...200 kHz innerhalb $\pm 0,2$ dB linear, und der Meßbereich kann stufenweise von 10 mV...1000 V Vollausschlag eingestellt werden. Der Anzeigefehler bei der Effektivwertmessung beträgt auch hier $\pm 0,5$ dB bei einem Scheitelfaktor von 5.

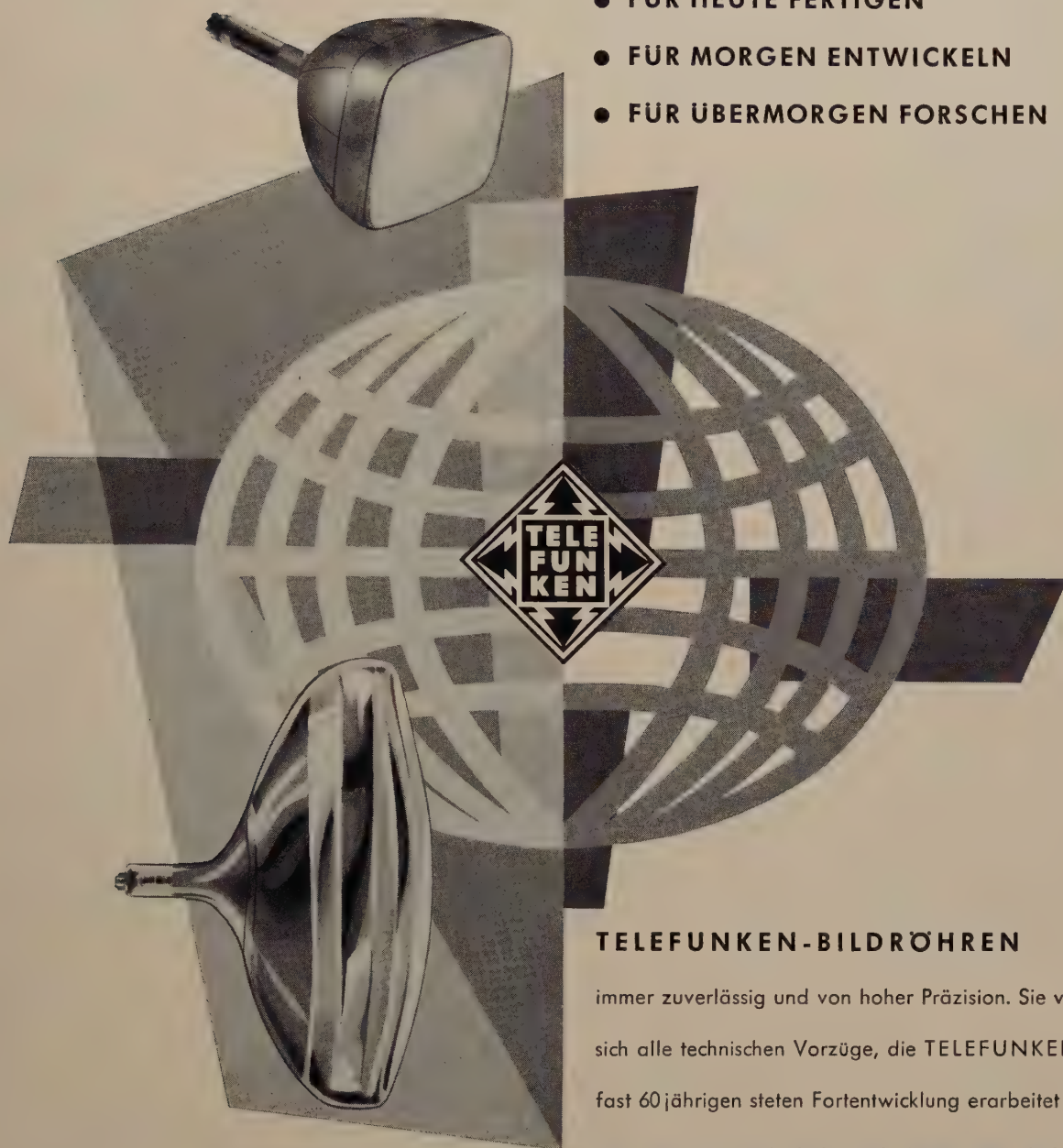
Dr. F.

(Wahrmann, C. G.: A true rms instrument. Brüel & Kjør Techn. Rev. (1958) Nr. 3, S. 9—21)

Bereits vor über 20 Jahren fertigten wir die erste Rechteck-Bildröhre der Welt.

Auch damals galt bei TELEFUNKEN

- FÜR HEUTE FERTIGEN
- FÜR MORGEN ENTWICKELN
- FÜR ÜBERMORGEN FORSCHEN



TELEFUNKEN-BILDRÖHREN

immer zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer fast 60jährigen steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - D O N A U

Bitte besuchen Sie uns während der Deutschen Industrie-Messe Hannover, in Halle 11, Obergeschoß, Stand 1404/1505

Internationales Halbleiter-Kolloquium Paris 1961

Gleichzeitig mit dem traditionellen Pariser Salon des Composants Électroniques fand vom 20. bis 25. Februar 1961 im Hause der Unesco unter Vorsitz von Nobelpreisträger Fürst Louis de Broglie ein internationales Halbleiter-Kolloquium statt, an dem namhafte Vertreter aus zwanzig Ländern, darunter aus den USA und der UdSSR, teilnahmen. Da die Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleiter sehr im Fluß ist, ist es nicht sehr erstaunlich, daß der weitaus größte Teil aller Vorträge Themen behandelte, die der Entwicklung neuer Typen oder der Verbesserung bereits bekannter Typen ge-



Nobelpreisträger Fürst Louis de Broglie, Ehrenpräsident des Internationalen Halbleiter-Kolloquiums Paris 1961, hielt die Festansprache bei der Eröffnung des Kongresses

widmet war. Darüber hinaus wurden in großem Umfang auch technologische und fertigungstechnische Probleme behandelt. Eine weitere Reihe von Vortragsitzungen befaßte sich mit praktischen Anwendungsmöglichkeiten von Halbleiter-Bauelementen.

Auf dem Gebiet neuer intermetallischer Verbindungen zur Verwendung bei Halbleitern sind überall intensive Forschungsarbeiten im Gange. So hat man beispielsweise festgestellt, daß sich bei Verwendung von Galliumarsenid ein Leistungsgewinn von über 20 erreichen läßt. Solche Transistoren sind für Grenzfrequenzen bis 200 MHz verwendbar. Bei Halbleitern mit Indiumantimonid sind sogar Leistungsgewinne von über 100 durchaus normal. Die Grenzfrequenz solcher Halbleiter-Bauelemente liegt bei 300 MHz. Die Durchschlagsspannung ist mit 4...5 V allerdings ziemlich gering. Man sieht das Hauptanwendungsgebiet im Bereich der hohen Frequenzen und überall dort, wo geringes Rauschen von Bedeutung ist. Der Hauptvorteil der Galliumarsenid-Transistoren liegt unter anderem darin, daß sie für Temperaturen bis 350° C sowie für Schalter-Anwendungen hoher Geschwindigkeit geeignet sind. (Intermetallic Transistors, M. E. Jones, E. C. Wurst Jr. und H. L. Henneke, *Texas Instruments*)

Ein weiteres Ziel der Forschung ist die Erschließung höherer Frequenzbereiche für Halbleiter, insbesondere für Transistoren. Einer der entscheidenden Faktoren ist hier die Zeit, die die Ladungsträger benötigen, um die Grenzschicht der Basis zu durchlaufen. Man kann die Laufzeit dadurch beeinflussen, daß man das Halbleitermaterial nach genauer Vorausberechnung dotiert. Um eine genaue Berechnung zu ermöglichen, schlug einer der Referenten eine neue graphische Methode vor, deren Vorteil außerdem ist, daß sich die zur Diffusion benötigte Zeit mit genügender Genauigkeit vorherbestimmen läßt. (Program-diffusion means for higher alpha cutoff-frequency, A. Nierdemayer, *TeKaDe*)

Mesa-Transistoren stehen nach wie vor im Vordergrund des Interesses. In dieser Gruppe ist unter der Bezeichnung „Planar“ ein neuer Typ entstanden. Es handelt sich dabei um einen Mesa-Transistor, bei dem die Diffusion durch eine SiO₂-Maske hindurch erfolgt. Dabei sind dann auch alle Übergangszonen, die an die Oberfläche treten, mit SiO₂ bedeckt. Die Leistungsfähigkeit wird dadurch erhöht, und man hat bereits Typen hergestellt, die noch bei einer Frequenz von 1,4 GHz schwingen und insbesondere auch für logische Schaltkreise hoher Arbeitsfrequenz (im Megahertz-Bereich) geeignet sind. Ein anderer 35-W-Planar-Transistor schaltet einen Kollektorstrom von

1 A bei 40 ns Anstiegszeit. (The Planar transistor family, V. H. Grinich, *Fairchild Semiconductor Corp.*)

Die Arbeiten an der Tunneldiode sind hochaktuell. So sind beispielsweise Versuche im Gange, die den Einfluß eines ohmschen Nebenstromes auf die negative Widerstandskennlinie klären sollen. Dazu werden zwei leitende Kontakte benötigt. Man ist zu dem Schluß gekommen, daß eine dritte Elektrode den praktischen Anwendungsbereich der Tunneldioden noch erheblich erweitern würde. Die Forschung geht in dieser Richtung weiter. (Theory and experimental characteristics of a tunnel diode, S. Amer und W. Fulop, *Standard Telecommunications Laboratories*)

Auch bei Tunneldioden ist es möglich, durch geeignete Wahl des Halbleitermaterials die Strom-Spannungs-Charakteristik, die maximale Schaltgeschwindigkeit sowie die höchste Schwingfrequenz zu erweitern, die sich je nach Material innerhalb weiter Grenzen beeinflussen lassen. (Tunnel diodes, P. Leclerc, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*)

So hat man Tunneldioden aus Galliumarsenid hergestellt, die Spitzenströme von mehreren Ampere erreichen und bei denen das Verhältnis von Höckerstrom zu Talstrom den Wert 50:1 erreicht. (GaAs tunnel diodes, R. Gremmelmaier, H. J. Henkel und E. Klein, *Siemens-Schuckertwerke*)

Der Grund hierfür ist vor allem, daß die Dielektrizitätskonstante bei Galliumarsenid kleiner als bei Germanium ist und daß auch die Ladungsträger wesentlich beweglicher sind. Man kann also höhere Grenzfrequenzen erreichen. Dennoch hat auch die Germanium-Tunneldiode Vorteile. Vor allem ist ihr Rauschen wesentlich geringer und liegt in der Größenordnung des Rauschens parametrischer Verstärker. Die Eignung als verstärkendes Bauelement für hohe Frequenzen liegt also auf der Hand. (Germanium-tunnel-diode, W. Wagnerberger, *TeKaDe*)

Wenn man einen Transistor baut, dessen Basis extrem dünn ist und dessen beide Grenzschichten entgegengesetzt vorgespannt sind, erhält man eine gegenseitige Beeinflussbarkeit der Grenzschichten. Es entsteht so eine veränderbare Kapazität mit drei Anschlüssen. Ändert man bei einer solchen Anordnung die Vorspannung der einen Grenzschicht um einen geringen Betrag, so erhält man eine relativ große Kapazitätsänderung an der anderen Grenzschicht. Es ergeben sich für solche Halbleiter-Bauelemente interessante Anwendungsmöglichkeiten bei bistabilen Kreisen usw. (Three-terminal variable capacitance semiconductor device, L. J. Giacoletto, *Scientific Laboratory, Ford Motor Company*)

Das Gebiet der Halbleiter mit Feldeffekt (Tecnétron usw.) hat noch Zukunftsaussichten. Man kann bei einer Halbleitertetrode mit zwei Steuerelektroden, von denen eine direkt mit dem Gehäuse verbunden ist, Verlustleistungen von 5...6 W erreichen. Es ist möglich, die Grenzfrequenz zu erhöhen, ohne die Steilheit zu verringern, wenn man die Abmessungen der ersten Steuerelektrode entsprechend bemißt. Bereits vorliegende Ergebnisse ergaben eine Grenzfrequenz von 170 MHz bei einer Steilheit von 3...5 mA/V. (Study of a field effect tetrode element, J. Grosvalet, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*)

Es wurde auch über neue Feldeffekt-Transistoren berichtet, die speziell zur Verstärkung sehr schwacher Signale bestimmt sind. Bei diesen nutzt man die Eigenschaften künstlich erzeugter Korngrenzen, deren Dosierung genau kontrolliert wird, aus. Man ist so zu einem Transistor gekommen, der bis zur Temperatur des flüssigen Heliums zufriedenstellend und mit nur geringer Temperaturabhängigkeit arbeitet. (Low temperature field-effect-transistor using dislocation plains, H. F. Mataré, *TeKaDe*)

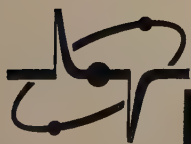
Mit anderen Halbleiter-Bauelementen ist es möglich, auf einfache Weise magnetische Feldstärken oder andere magnetische Größen zu messen. Diese Elemente ändern ihren ohmschen Widerstand unter der Einwirkung eines Magnetfeldes, beispielsweise von 60 Ohm (ohne Magnetfeld) auf 700 Ohm (bei 10000 Gauß). (Field disk and field plate, two new semiconductor devices, H. Weiss, *Siemens-Schuckertwerke*)

Es wurde auch darüber berichtet, wie es gelungen ist, einen parametrischen negativen Widerstand bei Transistoren zu erzeugen und



Aus unserem Lieferprogramm

Kernstrahlungsmeßplätze · Strahlenschutz-Geräte · Zählrohre und Ionisationskammern · Wasser- und Luftüberwachungsanlagen · Flächengewichts- und Füllstands-Meßanlagen · Elektronische Zähler mit und ohne Vorwahl zum Messen von Frequenz, Drehzahl und Zeit sowie zum Steuern von Werkzeugmaschinen · Magnetische und optische Drehzahlgeber · Digitale Datenverarbeitung · Elektrostatische Feldstärke-Meßgeräte · Elektrometer · Projektierung und Lieferung von Reaktorinstrumentierung



KIREM

KERNSTRAHLUNGS-, IMPULS- UND REAKTOR-
MESSTECHNIK GMBH FRANKFURT AM MAIN

Deutsche Industriemesse Hannover, Halle 10, Stand 212
ACHEMA-Tagung 1961, Halle 10, Stand D 9

nachzuweisen. Man ging dabei von der Überlegung aus, daß der Transistor Sitz einer Ladungsvermehrung ist. Darunter ist zu verstehen, daß die Ladung bei Polung in Sperrichtung größer als in Durchlaßrichtung ist. Schaltet man nun eine veränderbare Gleichspannung mit einer Wechselspannung in Reihe, so erhält man einen negativen Bereich auf der U_B - I_B -Kennlinie (U_B = Gleichspannung der Batterie, I_B = Gleichstrom aus der Batterie). (A parametric negative resistance in transistors, D. L. Hedderly und J. J. Sparkes, *British Telecommunications Research Ltd.*)

Ein großer Teil der Vorträge befaßte sich mit technologischen Problemen. Um hohe Grenzfrequenzen zu erreichen, benutzt man hauptsächlich die Technik der Diffusion im Vakuum. Mehrere Referenten berichteten über Fortschritte auf diesem Gebiet. Ein Silizium-Transistor für 20 MHz Grenzfrequenz und Ströme von 3...5 A wurde in Doppeldiffusionstechnik hergestellt. Dabei kommt es darauf an, den Sättigungswiderstand so niedrig wie möglich zu halten. (High-current silicon transistor, E. Tonnel und M. Sechier, *Compagnie Générale des Semiconducteurs*)

Eine andere Technik zur Herstellung von Silizium-Transistoren benutzt eine Kombination von Diffusion und Oxydmasken. Man ist dabei zu Transistoren mit Grenzfrequenzen bis 300 MHz gekommen. (HF silicon pnp and npn type transistor, F. Trigolet und R. Lenoir, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*)

Andererseits kann man Silizium-HF-Transistoren, die gleichzeitig auch für hohe Ströme geeignet sind, dadurch erzeugen, daß man das Mesa-Prinzip anwendet, und zwar wurde hier mit doppelter Diffusion von Gallium und Phosphor bei n -leitendem Silizium gearbeitet. Lediglich durch Änderung der Abmessungen und der Geometrie gelang es, entweder HF-Transistoren mit Grenzfrequenzen von rund 200 MHz oder aber Leistungstransistoren für Ströme von einigen Ampere herzustellen. Die gleiche Technik läßt sich auch mit Bor und Phosphor durchführen und ergab gleich gute Resultate. (Mesa double diffusion structure applied to silicon, Brunet, Encinas, Lenoir, Salles, *Société La Radiotechnique*)

In der UdSSR hat man sich eingehend damit beschäftigt, durch sorgfältige Auswahl der Produktionsmethoden HF-Leistungstransistoren herzustellen. Dafür ist es wichtig, die entsprechenden Parameter genau zu kennen und zu berücksichtigen. So muß beispielsweise der thermische Übergangswiderstand zwischen Kollektor und Transistorgehäuse äußerst niedrig sein, wenn man hohe Leistungen erreichen will. Durch Verwendung ringförmiger Elektroden sowie durch Anreicherung der Emitterzone mit leicht in Germanium löslichen Fremdelementen lassen sich hohe Transistorströme erreichen. Der Referent führte aus, daß man HF-Leistungstransistoren am besten dadurch erhalte, daß man von Fertigungsverfahren für Leistungstransistoren ausgehe, die die Herstellung dünner Basisschichten gestatten. Das ist bei allen Fertigungsverfahren bestens gelungen. Darüber hinaus müssen die Abmessungen und der mechanische Aufbau entsprechend gewählt werden, um eine Verringerung der Verluste durch Streukapazitäten und Widerstände zu erreichen. Diese Methoden sind in der UdSSR mit Erfolg angewendet worden. (The problem of making high frequency power transistors, A. A. Maslov, *Comité d'État Électronique*)

Halbleiter-Solarbatterien haben unter anderem für die Raumforschung Bedeutung erlangt. Durch Diffusion von Phosphor in p -leitendes Silizium in einer Sauerstoffatmosphäre bei Temperaturen unter 1000° C hat man Solarzellen hergestellt, deren Wirkungsgrad regelmäßig über 10% lag. Außerdem sind diese Zellen unempfindlich gegen schädliche Einflüsse durch Strahlungen aller Art und in dieser Hinsicht besser als die bisher in den USA handelsüblichen Solarzellen. Man will diese neuen Zellen in Satelliten einsetzen, da gerade hier die Beständigkeit der Zellen gegen Strahlung Voraussetzung für die lange Betriebszeit der aus diesen Zellen gespeisten Geräte ist. (A process for making high-efficiency radiation-resistant silicon solar cells, J. Mandelkorn, C. McAfee, L. Schwartz, W. Pharo, *US Army Signal Research and Development Laboratory*)

Es ist verständlich, daß ein großer Teil der Vorträge der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen in Schaltungen gewidmet war. Forschung und Anwendung arbeiten hier Hand in Hand. Für den Berichterstatter ist es jedoch schwierig, hier in wenigen Sätzen einen Überblick über Einzelheiten zu geben. Die Anwendung von Halbleitern für immer neue Anwendungsgebiete setzt voraus, daß man ihr Verhalten genau kennt und einigermaßen exakte Angaben über

Lebensdauer und Betriebssicherheit machen kann. Das ist heute noch nicht immer der Fall, und deshalb ist es dringend nötig, genauere Kenntnisse über die speziellen Probleme zu erlangen. Das ist vor allem für das große Gebiet der Schalter-Technik eine unumgängliche Voraussetzung, weil für den Aufbau unbedingt betriebssicher arbeitender Anlagen der Einsatz von Halbleiter-Bauelementen nur dann zu verantworten ist, wenn man sich über deren Betriebssicherheit und Lebensdauer im klaren ist. (Problems of using semiconductors in switching systems, R. Mosch, *Standard Elektrik Lorenz AG*)

Ebenso ist es von großer Bedeutung, den Einfluß radioaktiver Strahlungen auf Halbleiter zu erkennen. Die Verwendung von Halbleitern in Satelliten ergab schon gewisse Erkenntnisse. Da mit Ausnahme von pnp -Germanium-Transistoren die Lebensdauer eines Transistors fast ausschließlich von der Lebensdauer der Minoritätsträger in der Basis abhängt, werden Untersuchungen über den Einfluß radioaktiver Strahlungen sich in erster Linie auf die Messung deren Lebensdauer erstrecken müssen. Man muß die mittlere Lebensdauer der Ladungsträger in radioaktiver Umgebung bestimmen, um daraus Schlüsse auf das Verhalten des Transistors bei starker kosmischer Bestrahlung in der van-Allen-Schicht zu ziehen. (Effects of cosmic raditions on transistor life-times in satellites, M. Bertolotti, *Fondazione Ugo Bordon*)

Beim Aufbau von Transistorverstärkern müssen genauso wie bei Röhrenverstärkern gewisse Bedingungen eingehalten werden, wenn man in der Serienfertigung enge Toleranzen einhalten will. Um hier zu vergleichbaren Ergebnissen zu kommen, wird vorgeschlagen, als Kriterium den Eigengewinn je Stufe einzuführen, wodurch es dann möglich wird, einen einfachen gesetzmäßigen Zusammenhang zu finden, der die Grenzen der in einer gegebenen Schaltung verwendbaren Transistoren festlegt. (Variation of the properties of amplifiers with the tolerances on the transistors used, J. P. Vasseur, *Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil*)

Die Anwendung von Tunneldioden erstreckt sich nicht nur auf Verstärker, sondern man findet immer neue Anwendungsgebiete. So wurde beispielsweise über einen Gleichstrom-Konverter berichtet, der insbesondere zur Umwandlung von Spannungen in der Größenordnung von Bruchteilen eines Volt in eine beliebige Spannung bestimmt ist. Ein solcher Konverter ist beispielsweise von Bedeutung, wenn die von Solarzellen, Thermoelementen usw. gelieferte Spannung zur Speisung von Nachrichtengeräten dienen soll. Dieser Konverter besteht im Prinzip aus einem Oszillator mit Tunneldiode. (Tunnel diode d-c to d-c converter, H. F. Storm, *General Electric Company*)

Ebenso denkt man daran, die Tunneldiode in Rechenmaschinen hoher Arbeitsgeschwindigkeit einzusetzen. In Versuchsanordnungen mit 2 ns Impulsabstand hat man Dioden mit einer Zeitkonstante unter 0,05 ns benutzt. Auch in Speichern lassen sich Tunneldioden mit Erfolg verwenden, und man hat hier schon Zeiten von 20 ns für einen Lesen-Schreiben-Zyklus erreicht. In Anlagen, bei denen es auf höchste Genauigkeit ankommt, reicht der Gewinn einer einzigen Diode oftmals nicht aus, und man hat deshalb Anordnungen untersucht, bei denen in jeder Stufe mehrere Tunneldioden benutzt werden. Man hofft, mit dieser Schaltungstechnik in naher Zukunft Rechengeschwindigkeiten zu erreichen, die im Bereich von 1 GHz liegen. (The tunnel diode as an ultra-high speed computing element, G. B. Herzog, *RCA Laboratories*)

Auch für Sinusoszillatoren hat man Tunneldioden mit Erfolg eingesetzt. Hier ist insbesondere die geringe Temperaturabhängigkeit vorteilhaft. In einer Versuchsschaltung gelang es ohne irgendwelche Stabilisierungsmittel, in einem Temperaturbereich von -65 bis +100° C die Frequenzänderungen unter 0,75% zu halten. Die Frequenz eines solchen Oszillators hängt auch nur sehr wenig von der Vorspannung ab. Versuche haben gezeigt, daß eine Spannungsänderung im Verhältnis 2 : 1 nur eine Frequenzänderung von 1% zur Folge hatte. Betreibt man einen solchen Oszillator mit Quarzsteuerung, dann läßt sich eine außergewöhnlich gute Frequenzstabilität erreichen, allerdings sind der Ausgangsleistung gewisse Grenzen gesetzt. (Tunnel diode sinewave oscillators, E. Gottlieb, *General Electric Co.*)

Dieser kurze Überblick konnte nur eine kleine Auswahl aus den über 150 Vorträgen berücksichtigen. Er sollte im wesentlichen einige der Richtungen andeuten, in denen sich Halbleiter-Forschung und -Entwicklung bewegen, und einige Beispiele aus der Fülle neuer und interessanter Anwendungsmöglichkeiten herausgreifen.

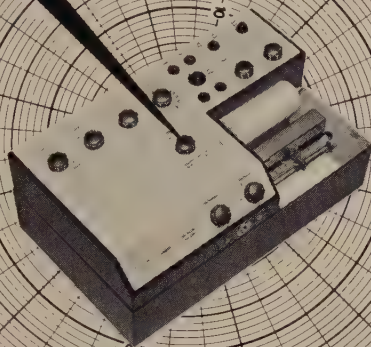
W. S.

TREFFPUNKT

Hannover

HALLE 10
Stand 183

30 April - 9 Mai



Wir zeigen Ihnen die neuesten Messgeräte für AKUSTIK, ELEKTRONIK und MECHANIK

Vertrieb, Service und Technische Beratung:

REINHARD KÜHL K G

(24b) QUICKBORN/Holstein · Jahnstrasse 83 · Telefon 382



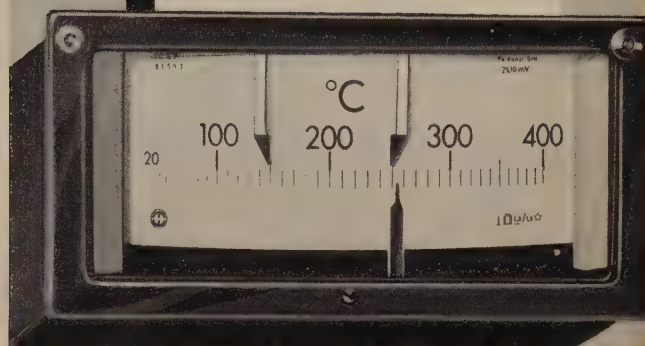
Brüel & Kjær

NÆRUM, DÄNEMARK · Fernruf: 800500 · Kabel: BRUKJA, KOPENHAGEN

Metrawatt-

LEITZ

VOLLTRANSISTORISIERT



Die Neukonstruktion unseres verzögerungsfreien, elektronischen Zweipunktreglers mit induktiver Zeigerabtastung ist den Erfordernissen des Betriebes angepaßt:

- ▶ **Kleine Abmessungen**
Normgehäuse 192 x 96 mm
- ▶ **Wartungsfrei**
Verwendung von Transistoren, keine der Abnutzung unterworfenen Bauteile
- ▶ **Betriebssicher**
Temperaturunempfindliche Transistorschaltung
- ▶ **Übersichtliche Anordnung der Bauteile**
Gedruckte Schaltung für zwei oder drei Schaltstufen

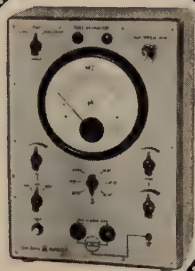
Verlangen Sie unsere ausführlichen Druckschriften.



METRAWATT A · G
N Ü R N B E R G



Tera-Ohmmeter
Kapazitäts-Normale
Laufzeitketten
Impuls-Kondensatoren
Glimmer-Kondensatoren
Hochfrequenz-Drosseln

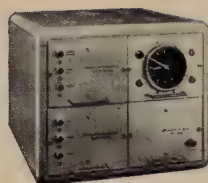


RICHARD JAHRE
Berlin W 30

Industrie-Messe Hannover · Halle 11 · Stand 1406



EBAUCHES SA



Dpt. Oscilloquartz
Brévars 16
NEUCHÂTEL / Schweiz

Impulseinheiten 0-1,1 MHz, Binär-
und Dekadenuntersetzer-Oszillator
10 kHz (siehe Abb.)

Quarze

Elektronische Präzisionsgeräte,
Normalfrequenzgeneratoren (siehe
Abb.), Transistorenverstärker usw.

Vertretung:

Firma Terroskop Elektronik
Euskirchen ☎ 27 66



Dpt. Semiconducteurs
Fbg Hôpital 1
NEUCHÂTEL / Schweiz

TRANSISTOREN

NF-Transistor
für gedruckte Schaltungen

Subminiatur-Transistor
für kleine Geräte

Phototransistor
für lichtelektrische Steuerungen

Vertretung:

Leo Melters, Gilbachstrasse 18
Köln ☎ 5 21 51



Dekadische Zählröhre EZ 10 B

Die Röhre EZ 10 B ist eine neuartige dekadische Kaltkathodenzählröhre in Miniaturausführung. Ihr Durchmesser beträgt nur 21 mm, ihre Länge 55 mm. Die 10 Ausgangskathoden sind einzeln herausgeführt, was für Vorwahlschaltungen, Koinzidenzschaltungen und Automatikschaltungen aller Art sehr wichtig ist.



Kaltkathodenröhre mit unsymmetrischen Kathoden, Resultat von Auge und elektrisch ablesbar



Betrieb mit Einfachimpulsen unkritischer Form und Dauer, Zählfrequenzen bis 1 MHz.



Unübertroffen einfache Schaltung ohne Notwendigkeit für stabilisierte Betriebsspannungen

Verlangen Sie bitte noch heute technische Unterlagen über die dekadische Zählröhre EZ 10 B sowie unsere technischen Mitteilungen mit zahlreichen neuen Anregungen und Hinweisen über die Verwendung von Relaisröhren für Wechsel- und Gleichstrombetrieb und von Spannungsstabilisierungsröhren.

ELESTA AG BAD RAGAZ/SCHWEIZ

Telex 53 298 ELEKTRONISCHE STEUERAPPARATE 085 — 9 11 55/54

In Westdeutschland:

Fa. Ernst-Günther Hannemann,
Frankfurt/Main, Gutleutstraße 11,
Telefon 331594/335023, Fernschreiber 0412598

Schweizer Mustermesse Basel
Halle 3b, Stand 2545

Deutsche Industriemesse Hannover
Halle 11, Stand 1203



Automatisches Such- und Kopiergerät für die Mikrofilm-Dokumentation

DK 778.142:002

Die technisch-wissenschaftliche Literatur, die infolge der großen Anzahl neuer Veröffentlichungen ständig an Umfang zunimmt, bereitet denjenigen Stellen, die sich auf bestimmten Gebieten der Wissenschaft oder Technik über den neuesten Stand informieren müssen, wie beispielsweise die industriellen Entwicklungslaboratorien oder die Patentämter, oftmals erhebliche Schwierigkeiten. Sowohl bei der Ablage und Aufbewahrung der Druckschriften als auch bei dem Herausuchen der ein bestimmtes Fachgebiet oder Stichwort betreffenden Arbeiten aus dem vorhandenen Material muß man neue Wege gehen, wenn es nicht dahin kommen soll, daß die damit verbundene Arbeit aus räumlichen und zeitlichen Gründen einfach nicht mehr zu bewältigen ist und damit die ganze Literatursammlung für die Praxis wertlos werden soll.

Den Raumbedarf für eine einigermaßen vollständige Literatur- und Druckschriftensammlung kann man ganz beträchtlich dadurch reduzieren, daß man das gesamte Schrifttum auf Mikrofilm aufnimmt und nur diese wenig Platz beanspruchenden Mikrofilme ablegt und aufbewahrt. Hierfür sind verschiedene Systeme und für die Praxis bestimmte Geräte entwickelt und auf den Markt gebracht worden. Nicht so einfach ist dagegen das Problem zu lösen, aus dem vorhandenen Material bestimmte Themen behandelnde Stellen möglichst schnell herauszufinden. Solche Aufgaben treten sehr häufig auf, etwa wenn man feststellen muß, ob ein bestimmter Erfindungsvorschlag wirklich neu ist, oder wenn man sich darüber orientieren will, was in den letzten Jahren über ein bestimmtes Gebiet veröffentlicht wurde. Derartige Sucharbeiten können nur durch eine geeignete Dokumentation nach einem Lochkarten- oder anderen Code-System rationell gestaltet werden. Zu diesem Zweck muß der Inhalt jeder Veröffentlichung und Schriftumsstelle nach Stichwörtern aufgeschlüsselt werden, das heißt, die wichtigsten der in einer Literaturstelle berührten Themen werden durch möglichst wenig Stichwörter, zum Beispiel „Halbleiter“, „Transistor“, „Schwingschaltungen“, erfaßt. Jeder Literaturstelle wird dann eine Karteikarte zugeordnet, auf der die zu dieser Literaturstelle gehörenden Stichwörter nach einem Codesystem, etwa durch Lochungen bestimmter Felder, markiert werden. Will man nun alle Literaturstellen kennenlernen, die sich mit „Schwingschaltungen“ befassen, dann kann man aus der aus diesen Karten bestehenden Kartei mit mehr oder minder automatisch arbeitenden Mitteln alle Karten heraussortieren, auf denen das Stichwort „Schwingschaltungen“ markiert ist, und man hat damit an Hand dieser Karten eine Übersicht über die Literaturstellen, die geprüft werden müssen.

Aber auch bei dieser nahezu idealen Erleichterung der Sucharbeit bleibt einem nicht die Mühe erspart, die mit Hilfe der Karten ermittelten Literaturstellen aus der eigentlichen Schrifttumssammlung herauszuholen und nach der Prüfung wieder in die Sammlung einzuordnen. Jedoch wird diese umständliche und zeitraubende Arbeit durch eine neue, von dem National Bureau of Standards entwickelte vollautomatische Dokumentationsmaschine, den Rapid Selector, ebenfalls überflüssig gemacht. In dem Rapid Selector sind ein Mikrofilmgerät, ein Code-Karten-System, eine automatische Suchvorrichtung und ein fotografisches Kopiergerät miteinander kombiniert. Die Maschine wurde im Auftrag des amerikanischen Patentamtes und des Navy Bureau of Ships entworfen und gebaut.

Mit Hilfe des Rapid Selectors können aus einer auf Mikrofilm aufgenommenen Literatursammlung innerhalb kürzester Zeit alle Stellen herausgefunden werden, deren Inhalt sich mit einem in die Maschine eingegebenen Stichwort befaßt. Die Maschine gibt diese Literaturstellen in Form eines weiteren Mikrofilms aus, auf den diese Stellen, und nur diese, hintereinander fotografiert sind. Der die gesamte Literatursammlung enthaltende Originalfilm wird daher zum Lesen der gefundenen Stellen nicht benutzt, sondern steht sofort für weitere Sucharbeiten zur Verfügung.

Bild 1 zeigt den Aufbau des Rapid Selectors in einem stark vereinfachten Schema. Ein wesentliches Merkmal besteht darin, daß der 35 mm breite Originalfilm, auf dem die Literatursammlung in üblicher Art seitenweise aufgenommen ist, gleichzeitig auch die fotografierten Karteikarten mit den Stichwort-Codes enthält. Jedem Bild einer Literaturseite ist ein 6 mm hohes und sich über die Filmbreite erstreckendes Feld zugeordnet, auf dem sich, in sechs Reihen angeordnet, insgesamt 46 Codepunkte befinden. Diese entweder lichtdurchlässigen oder lichtundurchlässigen Codepunkte geben die dem Inhalt der zugehörigen Literaturseite entsprechenden Stichwörter wieder.

Wenn man nun aus dem Originalfilm alle zu einem bestimmten Stichwort gehörenden Literaturseiten heraussuchen will und den Rapid Selector in Gang setzt, läuft der Originalfilm mit einer Geschwindigkeit von 2400 Seiten in der Minute von der Vorratsspule zur Aufwickelspule. Auf diesem

Weg gelangt der Film zunächst in ein optisches System, das die Felder mit den Codepunkten abtastet. Bei dieser Abtastung wird ein Bild der Codepunkte auf eine Reihe von Photozellen projiziert. Stimmt das von den Photozellen hervorgerufene lichtelektrische Signal für ein bestimmtes Feld mit dem in die Maschine eingegebenen (dem gewählten Stichwort entsprechenden Signal) überein, ist also eine Literaturseite mit dem gewählten Stichwort gefunden worden, dann wird eine sehr schnell reagierende Kupplung erregt, die einen unbelichteten Kopierfilm gegen eine Antriebsstrommel drückt. Da diese Antriebsstrommel auch den Originalfilm fortbewegt, erhält jetzt der Kopierfilm in kurzer Zeit die gleiche Geschwindigkeit wie der Originalfilm.

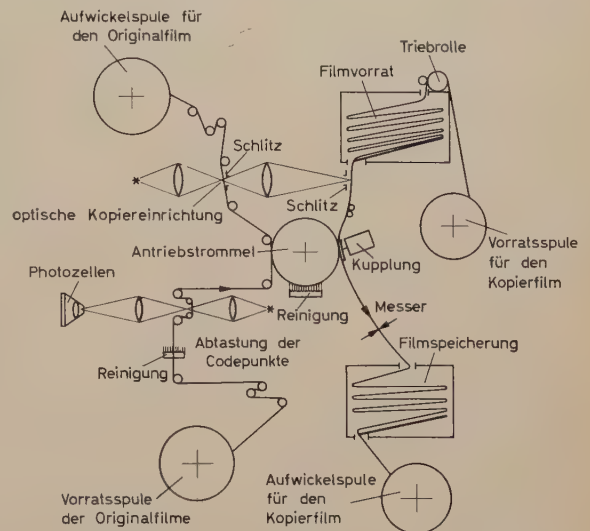


Bild 1. Schematische Darstellung des Filmblaufs im Rapid Selector

Inzwischen ist auf dem Originalfilm die Literaturseite, die zu dem betreffenden Codefeld gehört, zu einer optischen Kopiereinrichtung gelangt, die diese Literaturseite von dem Originalfilm auf den Kopierfilm kopiert. Dabei laufen beide Filme mit unverminderter Geschwindigkeit weiter, weil die Kopiereinrichtung mit einem in bekannter Weise aus Schlitzen bestehenden optischen Ausgleich ausgestattet ist. Wenn die Seite kopiert ist, löst sich die Kupplung, und der Kopierfilm kommt zum Stillstand, so daß eine weitere Seite kopiert werden kann, sobald der Abtaster wieder das gewählte Stichwort feststellt.

Auf diese Weise können ohne Anhalten des Originalfilms aus diesem beliebig viele zu einem Stichwort gehörende Literaturseiten ausgewählt und hintereinander auf den Kopierfilm übertragen werden. Da dieser sich ruckartig bewegt und sehr schnell auf eine hohe Geschwindigkeit und darauf wieder zum Stillstand gebracht wird, ist je ein Vorrat von mehreren lose liegenden Filmlagen zwischen Kupplung einerseits und Vorratsspule oder Aufwickelspule andererseits eingeschaltet, um den Kopierfilm mechanisch nicht zu stark zu belasten. Ist der Originalfilm abgelaufen, dann wird der belichtete Kopierfilm abgeschnitten und entwickelt, der nun hintereinander alle gesuchten Literaturseiten enthält.

Die gegenwärtige Ausführung des Rapid Selectors kann nur jeweils ein Stichwort für jede Literaturseite verarbeiten. Es ist aber eine verbesserte Maschine in Vorbereitung, in der mehrere Stichwörter für jede Literaturseite abgetastet werden können, so daß jede Stelle viel gründlicher und nach mehreren wichtigen Themen aufgeschlüsselt werden kann. Damit wird es dann beispielsweise einem Betrieb oder einer Verwaltung möglich sein, alle eingehenden Briefe so kodiert auf Mikrofilm aufzunehmen, daß man mit dem Rapid Selector alle Briefe aussortieren kann, die zwischen zwei bestimmten Daten von einem bestimmten Absender zu einem bestimmten Thema geschrieben wurden.

—gs

(The rapid selector. NBS Techn. News Bull. Bd. 43 (1959) Nr. 10, S. 178—179)

Magnetisierung von Dauermagneten mit Impulsmagnetisator

DK 621.318.24:621.373.44

Der Verfasser gibt einleitend einen Überblick über die Entwicklung der Dauermagnetwerkstoffe, die unter anderem im Meßgeräte-, Relais- und Lautsprecherbau Verwendung finden, und über verschiedene Magnetisierungsgeräte. In letzter Zeit verwendet man in steigendem Maße zum Magnetisieren von Dauermagneten einen starken Stromstoß (Stromstoß- oder Impulsmagnetisierung). Hierbei werden zwei Verfahren unterschieden, und zwar ein Verfahren mit einer Spule, das auf der Induktionswirkung beruht, und ein Verfahren, das auf der Kondensatorentladung

beruht. Da das auf der Induktionswirkung beruhende Prinzip verschiedene Nachteile aufweist, beschreibt der Verfasser im folgenden ein Magnetisiergerät, das nach dem Prinzip der Kondensatorentladung arbeitet, den sogenannten Impulsmagnetisator. Aufbau und Wirkungsweise (dazu Prinzipschaltbild) werden ausführlich beschrieben. Mit dem Impulsmagnetisator erreicht man Stromstöße bis zu 10 kA. Der maximale Energieinhalt der eingebauten Kondensatoren wird mit 700 Ws angegeben.

Mit Hilfe der Impulsmagnetisierung lassen sich die verschiedensten Magnetformen in einfacher Weise magnetisieren. Zur Magnetisierung ringförmiger Magnete wird ein Impulstransformator primärseitig an den Impulsmagnetisator angeschlossen, die Sekundärseite hat eine dicke, als Aufnahmedorn ausgebildete Windung. Sie ist austauschbar und auftrennbar. Durch diese Maßnahme wird ein besonders hoher Stromstoß und damit ein Maximum der Magnetisierung erreicht.

Der Impulsmagnetisator gestattet es, in Verbindung mit besonderen Magnetisierungsspulen die kompliziertesten Magnetformen in verschiedenen Magnetisierungsarten und Magnetisierungsrichtungen zu magnetisieren. Auch in den Fällen, in denen es erwünscht oder unumgänglich notwendig ist, die Dauermagnete im unmagnetisierten Zustand in das zugehörige System einzubauen und erst nach der Montage zu magnetisieren, kann der Impulsmagnetisator mit entsprechenden Magnetisierungsspulen verwendet werden. Schließlich ist es unter Ausnutzung einer oszillierenden Kondensatorentladung möglich, Entmagnetisierungen auf einfache Weise durchzuführen. Das Prinzipschaltbild für die Entmagnetisierung ist angegeben.

Thr

(Feistel, E.: Magnetisierung von Dauermagneten mittels Impulsmagnetisator. Feinwerktechnik Bd. 65 (1961) Nr. 2, S. 63–66)

Hohlleiterapparat für 2 mm Wellenlänge

DK 621.372.8

Große Bedeutung hat die Millimetertechnik auf den physikalischen Arbeitsgebieten der Plasmaphysik, Mikrowellenspektroskopie und Festkörperforschung erlangt. Die Verfasser gehen zunächst auf die Erzeugung von 2-mm-Wellen ein. Danach werden die 2-mm-Wellen durch Frequenzverdopplung der 4-mm-Wellen eines Reflexklystrons erzeugt. Der Frequenzvervielfacher besteht aus einer Punktkontaktdiode, die aus einem federnden Wolframdraht und einem Siliziumkristall gebildet wird. Der verwendete Frequenzvervielfacher liefert bei einer Eingangsleistung von 100 mW die 2-mm-Leistung von etwa 2 mW. Zum Nachweis der 2-mm-Welle ist daher ein sehr empfindliches Meßverfahren erforderlich, und zwar wird die 2-mm-Welle amplitudenmoduliert — indem beispielsweise dem Frequenzvervielfacher eine niederfrequente Spannung von etwa 1 V überlagert wird — und mit einem selektiven Anzeigegerät sichtbar gemacht. Einige Modulationsverfahren werden kurz behandelt.

Die verwendeten Hohlleiter haben im allgemeinen einen rechteckigen Querschnitt und bestehen meistens aus Messing, dessen innere und äußere Oberfläche vergoldet ist. An das Verbindungselement, die Hohlleiterkupplung, werden mehrere Bedingungen gestellt, die der beschriebene Klauenflansch erfüllt.

Im folgenden werden die wichtigsten Bauteile der Mikrowellenapparatur ausführlich behandelt, und zwar das Rotationsdämpfungsglied, die variable Impedanz und der Rotationsrichtkoppler. Diese drei Bauteile sind in ihren Eigenschaften im allgemeinen frequenzunabhängig. Der Rotationsrichtkoppler, mit dem nachgewiesen werden kann, ob eine Reflexion erfolgt, liefert eine kontinuierlich variable und direkt ablesbare Kopplung von $-3...-40$ dB. Am Ende eines Hohlleiters tritt meistens Reflexion auf. Die variable Impedanz, auf die anschließend eingegangen wird, wird in Verbindung mit einem Doppel-T benutzt und ermöglicht eine direkte Ablesung von Betrag und Phase des Reflexionskoeffizienten. Bei Messungen von Mikrowellen ist es oft notwendig, die Leistung der durchgelassenen Welle auf ein bestimmtes Niveau einzustellen. Hierfür wird das Rotationsdämpfungsglied verwendet, das ein absolutes Instrument ist und keinerlei Eichung bedarf.

Thr.

(van Es, C. W., Gevers, M. u. de Ronde, F. C.: Hohlleiterapparatur für 2 mm Wellenlänge (I. Bauteile). Philips' techn. Rdsch. Bd 22 (1960/61) Nr. 5, S. 175–188)

Neuartiger Magnetflußpalt-Tachodynamo

DK 621.317.39: 531.77

Dieser Tachodynamo, dessen Aufbau die Bilder 1 und 2 zeigen, hat einen Kurzschlußaußenläufer aus NE-Metall, der starr mit dem Meßobjekt verbunden ist. Längsschlitze im Läufer sind am ganzen Umfang so angebracht, daß die stehengebliebenen Felder als Leiter wirken, die an beiden Enden durch Ringe kurzgeschlossen sind. Durch die Drehung des Läufers im Gleichfeld eines Hufeisenmagneten wird ein Sekundärfeld erzeugt, das im rechten Winkel zum Gleichfeld steht. Der Ständer besteht aus zwei hochpermeablen Metallstreifen, auf denen Primärspulen so gewickelt sind, daß eine angelegte 50-kHz-Spannung zwei gegensinnige Primärwechselfelder erzeugt (Bild 3). Die Sekundärwicklung ist gleichsinnig über beide

Bild 1. Labormodell des Tachodynamos mit Käfigaußenläufer und starr angekuppelter Welle des Meßobjektes, a) zusammengebaut, b) nach Entfernung des Läufers



Bild 2. Blick in Längsrichtung auf Detektor und Ständer



Ständerstreifen gewickelt; da die Primärfelder sich aufheben, wäre normalerweise keine Sekundärspannung zu erwarten. Die Ständerstreifen werden jedoch durch die Spitzenwerte der 50-kHz-Spannung gesättigt, und das vorgesehene Gleichfeld bewirkt, daß der eine Ständerstreifen eher gesättigt wird als der andere, wodurch eine Unsymmetrie entsteht. Auf diese Weise wird in der Sekundärwicklung eine Ausgangsspannung induziert. Da die Unsymmetrie sowohl bei den positiven wie bei den negativen Spitzenwerten entsteht, hat die Ausgangsspannung eine Frequenz von 100 kHz.

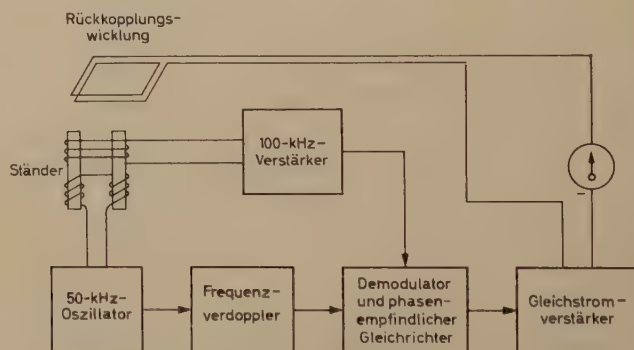


Bild 3. Blockbild der Meßvorrichtung mit Drehsinnsanalyzer

Die Größe der Ausgangsspannung ist ein empfindliches Maß für das Sekundärgleichfeld, so daß der Tachodynamo auch bei Drehzahlen von wenigen U/h (und übrigens in einem weiteren Drehzahlbereich als bisher bekannte Systeme) außerordentlich genau anzeigt. Der Ständer wirkt als Detektor der Gleichfeldschwankungen, die von den Spalten des Läufers erzeugt werden. Die Größe des Sekundärgleichfeldes ist proportional der Drehzahl. Bei einem Laborversuch war der Drehzahlfehler nach achtstündigem Betrieb nie größer als 0,02 U/min. Bis zur Drehzahl von 100 U/min war die Linearitätsabweichung kleiner als 0,02%. Diese Genauigkeit und diese Linearität werden durch eine Rückkopplungswicklung sichergestellt, deren Gleichspannungswert dann durch die Ständer-Ausgangsspannung gesteuert wird. Das von ihr erzeugte Rückkopplungsgleichfeld wirkt dem Sekundärgleichfeld entgegen. Zusätzliche Vorteile der Rückkopplung sind die Möglichkeit der Eichung und der Verwendung eines Leistungsverstärkers.

R.T.

(Entwickelt von E. M. Dunstan, Electrical Engineering Labs, The University, Manchester 13, England)

Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen

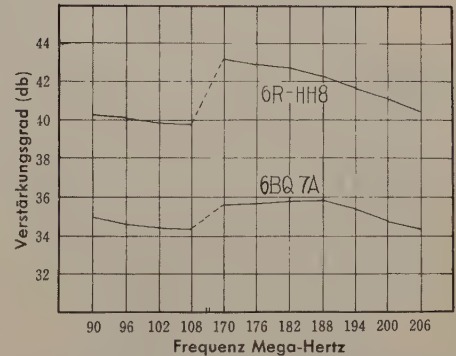
Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.



Käfig-Gitter (6 R-HH8)

Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.

Fig. 1 Verstärkungscharakteristik



Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

- I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder.....Ganzleinen 17,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder.....Ganzleinen 17,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder.....Ganzleinen 17,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder.....Ganzleinen 19,50 DM
V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen**
810 Seiten · 514 Bilder.....Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder.....Ganzleinen 19,50 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
Über 400 Seiten · Über 340 Bilder · 13 Tab. · Ganzleinen 36,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

von Ing. GERHARD WEITNER
ca. 190 Seiten · 236 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen
von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · 536 Formeln · 48 Rechenbeispiele · 97 durchgerechnete Aufgaben · Ganzleinen 36,— DM

Fernsehempfänger

Arbeitsweise · Schaltungen · Antennen · Instandsetzung
von HERBERT LENNARTZ
248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen

Moderne AM-FM-Reparaturpraxis
von WINFRIED KNOBLOCH
67 Seiten · 50 Bilder · 4,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg
224 Seiten · 140 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Kompodium der Photographie

I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte u. erweiterte Auflage von Dr. EDWIN MUTTER
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
In Vorbereitung

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
664 Seiten · Ganzleinen 39,50 DM

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

Vierte, wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage
von HERMANN SPANGENBERG
77 Seiten · 46 Bilder · 7 Tabellen · 4,80 DM

IN VORBEREITUNG

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang
von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ



Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland
sowie durch den Verlag · Spezialprospekte auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH **Berlin-Borsigwalde**

Pfeiffer HOCHVAKUUMTECHNIK



„Reva“

Ein Vakuummeßgerät,
dessen
Wirkungsweise auf
der Reibung eines
schwingenden
Körpers mit den ihn
umgebenden Gasen
beruht

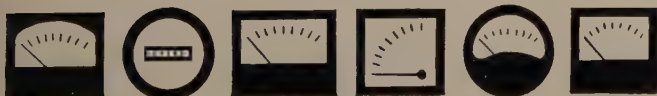
Meßbereich $760 \dots 10^{-3}$ Torr Totaldruck,
robust und unempfindlich gegen Lufteinbrüche,
Eichung bei Atmosphärendruck kontrollierbar

ARTHUR PFEIFFER GMBH · WETZLAR
Gegründet 1890

Schalttafel-Instrumente
Tragbare Instrumente
Betriebsstundenzähler
Vielfach-Meßinstrumente
Röhrenprüfgeräte

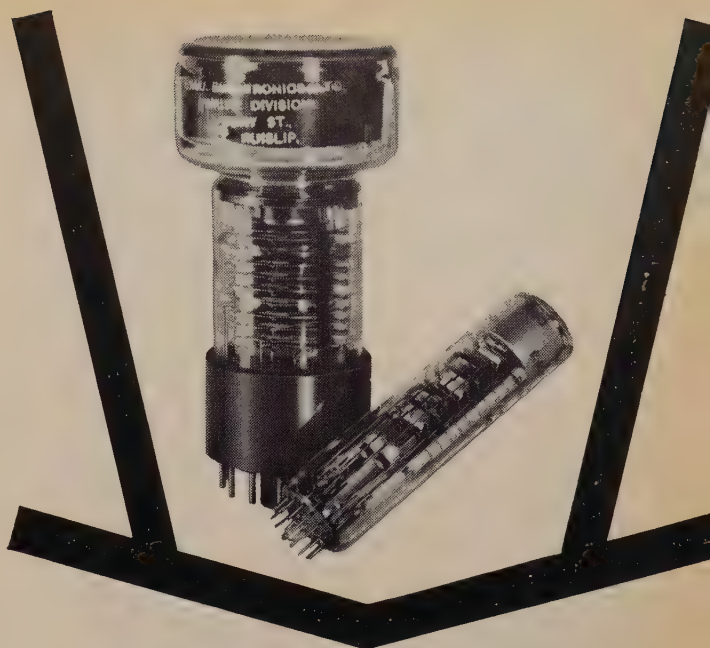


NEUBERGER



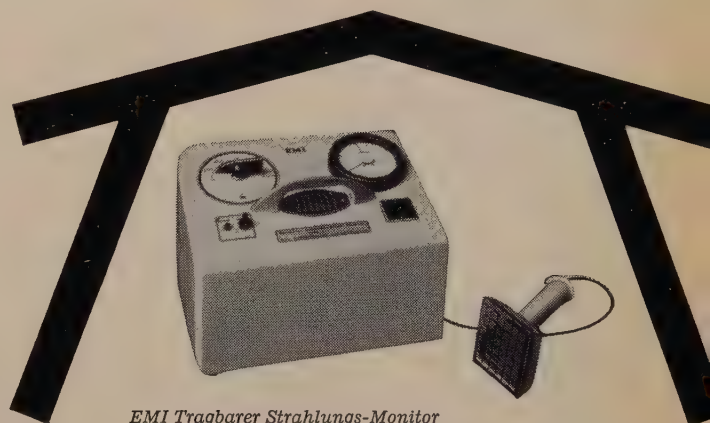
Fabrik
Elektrischer
Meßinstrumente
München 25

Messe Hannover: Halle 10, Stand 361



EMI PHOTOVERVIELFACHER

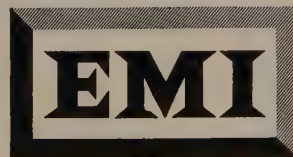
Das Herz der modernen
leistungsfähigen Strahlungs-Monitors



EMI Tragbarer Strahlungs-Monitor

Der mit einer der vielen lieferbaren EMI Photovervielfachertypen bestückte Szintillationszähler ist zweifellos in Leistungsfähigkeit, Empfindlichkeit und Eignung das universell nützlichste Gerät zum Nachweis und zur Messung von Alpha-, Beta- und/oder Gamma-Strahlung.

Das EMI Fertigungsprogramm für Photovervielfacher ist wahrscheinlich das umfassendste der Welt. Ausser Standardtypen einer umfangreichen Liste, die die Anforderungen aller hauptsächlichsten photoelektronischen Zwecke bestens erfüllen, können für Sonderaufgaben Spezialröhren hergestellt werden. Bitte schicken Sie uns Ihre Anfragen — unser Entwicklungsteam arbeitet jederzeit gern mit Ihnen zusammen.



EMI ELECTRONICS LTD

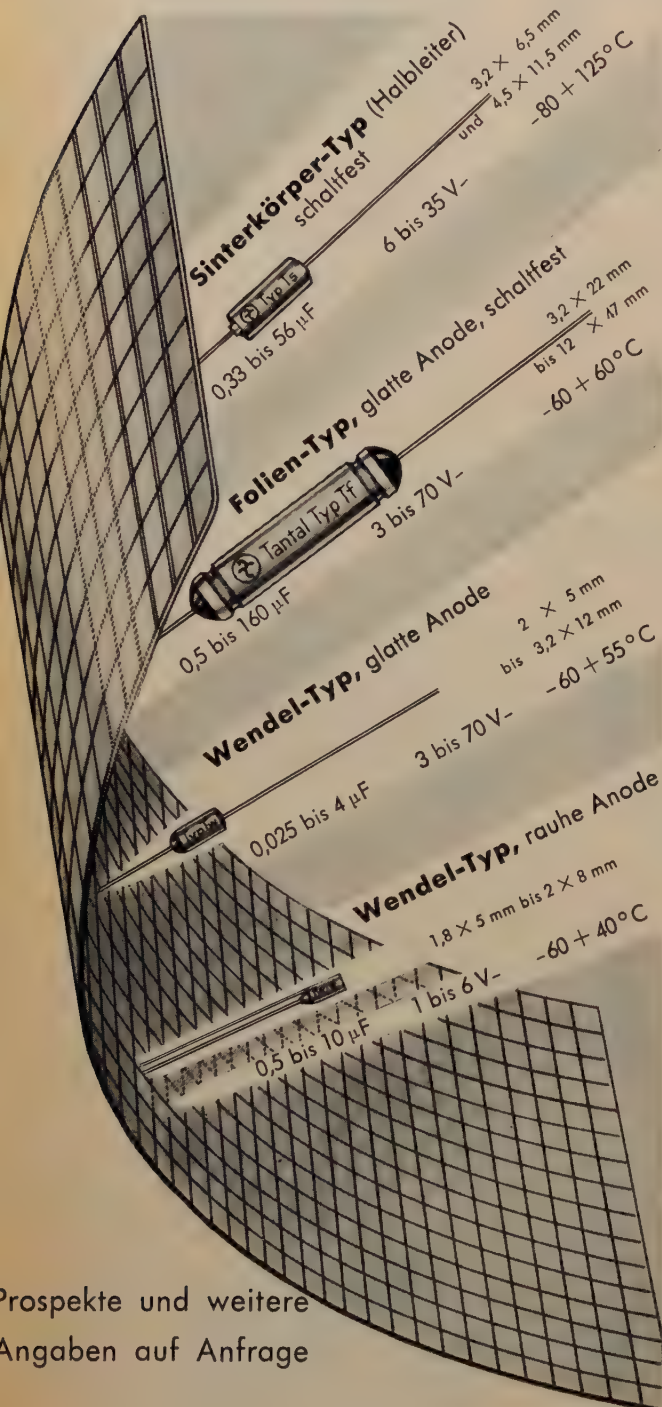
VALVE DIVISION · HAYES · MIDDLESEX · ENGLAND

Fernruf: Hayes 3888 Drahtwort: Emidata, London

TANTAL ELEKTROLYT-KONDENSATOREN

für hochwertige transistorisierte elektronische Geräte

Hohe Betriebssicherheit – Niedrige Verluste
Kleine Abmessungen – Geringe Restströme
Günstige Temperatur- u. Frequenz- Abhängigkeit
der Kapazität



Prospekte und weitere
Angaben auf Anfrage

**HYDRAWERK
AKTIENGESellschaft
BERLIN N 65**

DIM Hannover 1961 • Halle 13 • Stand Nr. 200/207

ANGEWANDTE ELEKTRONIK

Elektronisches Materialprüfgerät für Zug und Druck

Das neue *Instron*-Tischmodell ist eine elektronische Präzisions-Werkstoff-Prüfmaschine, die mit Hilfe auswechselbarer Kraftmeßdosen Belastungen von 2 g...100 kg bei voller Skalenausnutzung erfährt. Die Maschine ist mit normalem (5...1250 mm/min) und niedrigem (0,5...125 mm/min) Querjoch-Geschwindigkeitsbereich lieferbar. Der maximale Hub ist 840 mm. Die Registriereinrichtung, deren Schreibstift eine Reaktionsgeschwindigkeit von etwa 1 s für die volle Skalenbreite hat, wird synchron mit der Querjochbewegung angetrieben. Das Gerät ist eine vollständig ausgestattete Prüfeinrichtung zur Aufzeichnung von Last-Dehnungskurven beim Zug- und Druckversuch.

ELRU-Information 401

Sensitrol-Relais für photoelektrische Zellen

Das von der Firma *Dr. B. Lange* speziell für den Photowiderstand „CdSe 500“ (500 mW Schaltleistung) entwickelte Sensitrol-Relais arbeitet verstärkerlos und hat eine Ansprechempfindlichkeit von etwa 6 mA. Der Umschaltkontakt ist als Springkontakt ausgebildet, wodurch eine schleichende Kontaktgabe verhindert wird. Die Schaltleistung ist bei 220 V 6 A. Das Relais hat einen eingebauten Gleichrichter mit Glättungskondensator, so daß die Hilfsspannung für den Photowiderstand dem Relais direkt entnommen werden kann. Zwei verschiedene Ausführungen sind lieferbar, im Kunststoffgehäuse und in einem neu herausgebrachten Panzergehäuse.

ELRU-Information 402

Ziffernanzeigeröhre Z 550 M

Die dekadische Ziffernanzeigeröhre Z 550 M der *Valvo GmbH* ist speziell für Transistor-Zählschaltungen entwickelt worden. Sie spricht auf ein Signal von 5 V und weniger als 50 μA an. Das Fertigungsverfahren bringt eine hohe Konstanz der elektrischen Daten dieser Kaltkathoden-Gasentladungsröhre und unter normalen Betriebsbedingungen eine mittlere Lebensdauer von etwa 30000 Stunden mit sich. Die Ziffern sind aus einer Metallabdeckung gestanzt und ringförmig angeordnet. Sie werden durch den Dom des Glaskolbens abgelesen. Die Neon-Glimmentladung an entsprechender Stelle wird mit Hilfe einer von insgesamt zehn Hilfselektroden gezündet. Die Verlegung der Hauptentladung nach jedem neuen Zählergebnis ist durch periodisches Verlöschen der Entladung möglich. Zu diesem Zweck muß die Röhre mit einer gleichgerichteten, aber nicht geglätteten Wechselspannung betrieben werden.

ELRU-Information 403



Kettenverstärker „NU-250“

Mit dem Breitband-Kettenverstärker „NU-250“ (*Gesellschaft für Nucleonic und Electronic mbH*) kann man Frequenzen von 100 kHz...200 MHz an 200 Ω ohne Verzerrung oder Anhebung bestimmter Frequenzen mit 20 dB an 200 Ω verstärken (Verstärkung bei offenem Ausgang: 26 dB). Der Verstärker hat 200 Ω Eingangswiderstand, eignet sich besonders zur Verstärkung von Impulsen und Einschwingvorgängen und erleichtert als Laborverstärker das Messen kleinster Spannungen. Um eine sehr hohe Verstärkung zu erreichen, kann man auch mehrere Kettenverstärker in Reihe schalten.

ELRU-Information 404

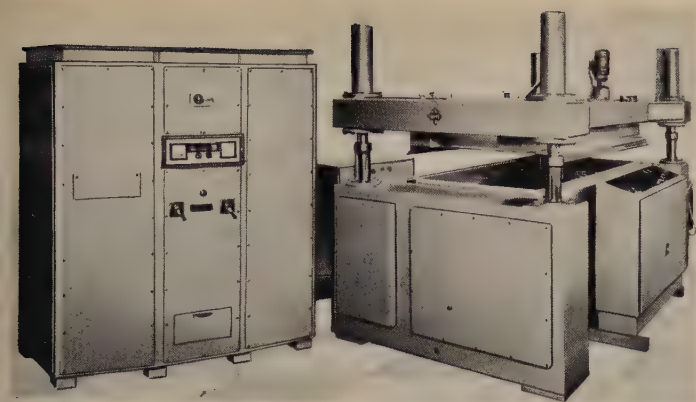
Automatische Schweißnahtprüfeinrichtung für spiralgeschweißte Rohre

Bei der automatischen Schweißnahtprüfeinrichtung der Firma *Kretztechnik* werden die Schweißnähte von Rohren (100...2000 mm Durchmesser) aus Blechbändern von 2...20 mm Dicke mit einem außen aufgesetzten Tastkopf im Echolotverfahren abgetastet. Die Ultraschallfrequenz liegt zwischen 2 und 6 MHz, und die Abtastgeschwindigkeit entlang der Schweißnaht ist maximal 3 m/min. Die wichtigsten Teile der Anlage sind das Ultraschall-Echogerät „1000 S“ mit einer 13-cm-Kathodenstrahlröhre, das Signalzusatzgerät, das eventuell auftretende Echos verarbeitet und auf dem Rohr Farbmarkierungen (pneumatisch betätigt) auslöst, und ein Papierschreiber zur Registrierung der Schweißfehler. Für den Betrieb der Anlage wird Druckluft mit 6 atü benötigt.

ELRU-Information 405

HF-Schweißgenerator „Fixus G 12000 Sb“

Die *Körting-Kiesel Vertriebs GmbH*, die Tochtergesellschaft der beiden Firmen *Körting Radio Werke GmbH* und *Paul Kiesel GmbH*, stellte kürzlich



den neuentwickelten, frequenzstabilen und oberwellenfreien HF-Schweißgenerator „Fixus G 12000 Sb“ vor, der inzwischen in die serienmäßige Produktion aufgenommen wurde. Die eingebaute Senderöhre gewährleistet 12 kW Dauerleistung am Werkzeug.

Das Bild zeigt den Schweißgenerator zusammen mit der HF-Schweißpresse „KHS 20000“ von Kiefel, einer hydraulisch angetriebenen Präzisions-Viersäulenpresse, deren Preßdruck stufenlos von 500...20000 kg und deren Preßhub von 50...200 mm einstellbar ist.

ELRU-Information 406

Frequenzspektrometer „RS 29153“

Bei dem Frequenzspektrometer „RS 29153“ von Dr. Reutlinger & Söhne handelt es sich um einen abstimmbaren, gegengekoppelten Verstärker, dessen Verstärkungsgrad sorgfältig abgeglichen und wegen der relativ starken Gegenkopplung fast konstant ist. Die Frequenz, bei der die maximale Verstärkung auftritt, ist kontinuierlich abstimmbar und kann mit einer in Hz und U/min geeichten Skala parallaxenfrei abgelesen werden. Die Abstimmung des Gerätes ist in vier Bereiche von 2...20 Hz (120...1200 U/min) bis 2000 Hz...20 kHz (120 000...1 200 000 U/min) unterteilt. Die Messung der Amplitude erfolgt mittels eines Drehspulmeßwerks, das einen angenähert logarithmischen Skalenverlauf über zwei Dekaden hat. Die Amplitudenmeßbereiche sind in drei Stufen im Verhältnis von je 1 : 10 umschaltbar. Die Messung erfolgt in der Weise, daß der Frequenzabstimmknopf unter gleichzeitigem Beobachten des Zeigerinstruments langsam durchgedreht wird. Stimmt nun die jeweils am Instrument eingestellte Frequenz mit derjenigen einer im Schwingungsgemisch enthaltenen Frequenz überein, dann gibt der Zeiger einen Ausschlag. Zur Untersuchung mechanischer Schwingungsgemische an Werkzeugmaschinen wird als Gebersystem der Schwingungsmesser „PMG 48“ verwendet, der die mechanischen Schwingungen in elektrische Wechselspannungen umwandelt. Als Wandler für akustische Schwingungsgemische dient das Meßmikrofon mit Vorverstärker „RS 11 055“.

ELRU-Information 407

30-MHz-Oszillograf „170 A“

Bei diesem in der bewährten Einschubtechnik aufgebauten Oszillografen „170 A“ von Hewlett Packard sind besonders die Einschübe für Zweistrahl-Abbildung hervorzuheben, die 20 mV/cm Empfindlichkeit und 14 ns Anstiegszeit haben, wie auch der Abtast-Einschub, mit dem das Oszillogramm



auf einem normalen Streifenblattschreiber aufgezeichnet werden kann. Außerdem verfügt das Gerät über eine Mikroskop-Zeitbasis, die jeden beliebigen Teil des Oszillogramms vergrößert abbilden gestattet.

ELRU-Information 408



Für hochwertige Geräte:

Siferit*-Schalenkerne

* Eingetragenes Warenzeichen

Für Spulen hoher Güte

in Schwingkreisen und Filtern

Siferit-Werkstoff	1100 N 22	Günstigstes Frequenzgebiet	bis 0,2 MHz
	550 M 25		0,2 bis 1,6 MHz
	80 K 1		1,5 bis 10 MHz
	20 K 12		3 bis 40 MHz

Für Übertrager mit geringem Anstieg der Permeabilität

2000 T 26

bis 0,3 MHz

Für verlustarme Breitbandübertrager

Siferit-Werkstoff	2000 T 26	Günstigstes Frequenzgebiet	bis 3 MHz
	1100 N 22		bis 5 MHz
	2000 T 7		bis 100 MHz
	80 K 1		bis 500 MHz

Siferit-Schalenkerne werden in 18 verschiedenen Größen mit den zugehörigen Halterungen geliefert. Für gedruckte Schaltungen stehen Ihnen Spezialhalterungen mit Anschlußdrähten im Rastermaß zur Verfügung.

Verlangen Sie bitte unsere ausführlichen Druckschriften!

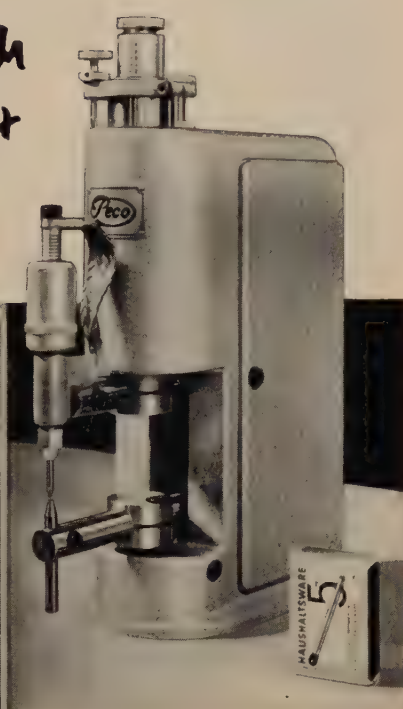
SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



Micro-Schweißtechnik

FEINPUNKTSCHWEISSMASCHINEN

1000fach
bewährt



Feinpunktschweißmaschinen

hand-, fuß-, druckluftbetätigt, Schweißdruckbereich 0,1 bis 300 kg. Vertikalführung durch Kugelschlitten, vollelektronisch gesteuert, exakte Schweißzeiten in Stromperioden, Leistungsregulierung durch Trafostufen und zusätzlich stufenlos durch Phasenanschnitt. Steuergeräte im Baukastensystem: Mehrperiodengeräte – Einkreiser, Mehrperiodengeräte – Dreikreiser. Kombinierte Maschinen für Schweiß- und Lötaufgaben (unter Schutzgas).

Impuls-Schweißmaschinen

mittels Kondensator-Entladung nach System Dr. Früngel. Leistungsbereich 15 bis 400 Wattsekunden, netzunabhängige Steuerung. Druckluftbetätigte Maschinen für Punkt- und Flächenschweißung, Stumpfanschweißen von Drähten.

Micro-Nachtschweißmaschinen

Vollelektronische Steuerung mit Phasenanschnitt-Regelung für feinste Materialien wie Folien und Metallgewebe.



Optischer Wellenkodierer

Der Wellenkodierer von *Armstrong Whitworth* dient zur Ermittlung der Sinus- und Kosinuswerte von Eingabewinkeln. Der kleinste eingebare Winkel ist 1,2 Bogenminuten, der Meßfehler 32 Bogensekunden. Die Bezugsskala für diesen Kodierer wurde mit einem im Rechenautomaten hergestellten Lochstreifen automatisch erzeugt. Das Gerät enthält mehrere Lichtquellen, von denen jede für einen der 12 Kanäle auf der Skala bestimmt ist und die einen genau über der Scheibe angeordneten Schlitz durchleuchten. Jedem Kanal und jeder Lichtquelle sind Phototransistoren zugeordnet, die das von der Scheibe durchgelassene Licht aufnehmen. Die Ableseköpfe sind in zwei rechtwinklig zueinander stehende Gruppen aufgeteilt, um die Sinus- und Kosinusaussgänge festzustellen. Das Ausgangssignal besteht aus einer Stromänderung von mindestens 600 μ A bei 4,7 k Ω Lastwiderstand und einer Spannungsquelle von -6 V. Die Umgebungstemperatur ist dabei 25° C.

ELRU-Information 409

Subminiaturröhren CK 7994 und CK 7995 in Spanngittertechnik

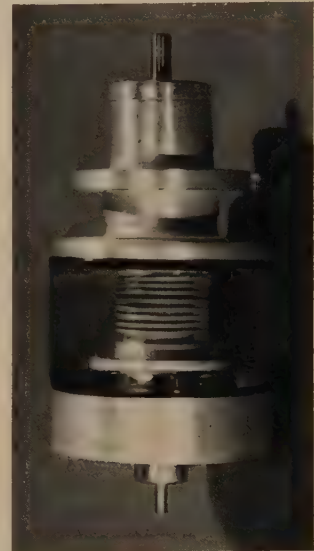
Raytheon brachte jetzt diese beiden Subminiaturröhren in Spanngittertechnik auf den Markt. Sie zeichnen sich nicht nur durch geringe äußere Abmessungen aus, sondern ermöglichen in vielen Fällen wegen ihrer guten elektrischen Daten auch eine Verringerung der Gesamtzahl der in einem elektronischen Gerät erforderlichen Röhren. Beide Röhren sind für Umgebungstemperaturen bis 220° C zugelassen.

Die CK 7994 ist eine HF-Triode für Verwendung in Gitterbasisschaltung und insbesondere für Breitbandverstärkerstufen und Gitterbasisverstärker bestimmt. Die CK 7995 ist besonders für Breitband-HF- oder ZF-Verstärker geeignet, wenn mit niedrigen Anodenspannungen gearbeitet werden muß.

ELRU-Information 410

Einstellbare Hochvakuum-Kondensatoren

Den ersten einstellbaren Hochvakuum-Kondensator aus britischer Produktion kündigte kürzlich die *English Electric Valve Co., Ltd.* an. (Deutsche Vertretung: W. List) Von den fünf Typen sind drei für HF-Spitzenspannungen bis 15 kV bestimmt, die beiden anderen für 8 beziehungsweise 10 kV. Durch Verwendung von Hochvakuum statt Luft als Dielektrikum verringern sich die Abmessungen gegenüber Luftkondensatoren auf etwa ein Zehntel. Neben den kleineren Abmessungen ist für viele Anwendungszwecke auch die Verringerung der Streukapazität und der Induktivität von Bedeutung. Die Beläge des Hochvakuum-Kondensators bestehen im Prinzip aus zwei axial verschiebbaren Zylindern, von denen der eine als Balg ausgebildet ist. Durch die Art der Konstruktion ist die Kapazitätsabhängigkeit praktisch linear, wenn man von geringen Abweichungen infolge der Randeffekte absieht. Die technischen Daten sind nachstehender Zusammenstellung zu entnehmen:



Typ	Linearer Kapazitätsbereich [pF]	Anzahl der Umdrehungen	Maximale HF-Spitzenspannung [kV]	Maximaler HF-Strom [Aeff]	Größte Länge [Zoll]	Größter Durchmesser [Zoll]
U 30/15	5...30	10,4	15	10*	6,5	2,13
U 50/15	8...50	10,4	15	15*	6,5	2,75
U 80/15	16...80	10,4	15	20*	6,5	3,3
U 200/8	5,5...206	17	8	20**	9,5	2,49
U 200/10	5,5...206	17	10	20**	9,5	3,5

* bis 30 MHz; ** bis 20 MHz

ELRU-Information 411

Temperaturanzeiger und -regler „Minoreg“

Die *FAS (Fabbrica Apparecchi Scientifici)*, deutsche Vertretung: *Flexa Controls GmbH* liefert für Schalttafeleinbau (192 x 96 cm) den Temperaturanzeiger und -regler „Minoreg“ in neun verschiedenen Ausführungen für Temperaturbereiche zwischen 0...200° C und 0...1600° C. Erreicht die Anzeige des Galvanometers, dessen Meßwerk stoßsicher gelagert ist, einen voreingestellten Wert, dann spricht ein Relais in einer photoelektrischen Schaltung an, das für Steuer- und Regelzwecke eingesetzt werden kann. Die Schaltleistung des Relais ist 3 A, 220 V bei ohmscher Belastung.

ELRU-Information 412

PECO Elektrische Schweißmaschinenfabrik Rudolf Bocks München-Pasing

Vidikon 55850

Unter dieser Typenbezeichnung hat die *Valvo GmbH* ein Vidikon in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen, das insbesondere für die Verwendung in industriellen Fernsehanlagen, für die Filmabtastung und für Röntgenbildverstärker bestimmt ist. Es ist gegen die meisten Typen gleicher Abmessungen (Länge 159 mm, Durchmesser 26 mm) austauschbar. Bemerkenswert ist die niedrige Heizleistung von nur 0,6 W, so daß sich dieser Vidikon-Typ insbesondere auch für transistorisierte Geräte eignet. Das Vidikon 55850 arbeitet mit magnetischer Fokussierung und Ablenkung. Je nach den Anforderungen an das Nachziehen sind bei Filmabtastung etwa 500...3000 lx Beleuchtungsstärke erforderlich, beim industriellen Fernsehen etwa 50 lx. Neben dem für ein Vidikon günstigen Signal: Rausch-Verhältnis von etwa 300 : 1 ist insbesondere das hohe Auflösungsvermögen bei guter Randschärfe hervorzuheben, so daß mit diesem Röhrentyp die Übertragung feiner Details möglich ist.

Technische Daten

Heizspannung	6,3 V
Heizstrom	90 mA
Signalplatten-Spannung	
bei Filmabtastung	10...30 V
bei industriellem Fernsehen (50 lx)	40...70 V
Gitterspannungen	
U_{g1}	-45...-100 V
U_{g2}	300 V
$U_{g3,4,5}$	200...300 V
Mittlerer Signalstrom	0,1...0,2 μ A
Maximaler Dunkelstrom	0,02 μ A
Signal/Rausch-Verhältnis	etwa 300 : 1
Bildformat	9,6 \times 12,8 mm
	(3 : 4)
Nutzbare Diagonale	16 mm

Erste Ferrite für das Millimeterband

Das Millimeterband wird immer mehr in Laboratorien zu spektroskopischen Untersuchungen sowie zur Vornahme von Messungen an dielektrischen und paramagnetischen Materialien verwendet. Des weiteren untersuchen gegenwärtig zahlreiche Firmen runde Hohlleitersysteme für Übertragungsanlagen im Millimeterbereich über große Entfernungen. Die amerikanische Firma *Technical Research Group* liefert jetzt Ferrit-Bauteile für den Frequenzbereich von 26,5...140 GHz (11...2,15 mm). Das Herstellungsprogramm umfaßt Isolatoren und Vierpolzirkulatoren sowie Ferritschalter, Modulatoren, reziproke Schalter und Y-Zirkulatoren. Den Verkauf für Europa hat die *International Research Consultants, Inc.*, Genf, Schweiz, übernommen. }

Laser-Lichtquelle

Laser-Systeme werden gegenwärtig für immer höhere Frequenzen hergestellt, und es ist jetzt gelungen, dieses Prinzip auch im Bereich des sichtbaren Spektrums anzuwenden. Ein vollständiger gepulster Rubidium-Laser zur Erzeugung von kohärentem Licht ist nun kommerziell von der *Technical Research Group* erhältlich. Als Einheit für experimentelle Anwendungen und Untersuchungen umfaßt die Lichtquelle eine auf einem Stativ montierte Lampe, einen Speicherkondensator und eine Leistungseinheit. Ein schwenkbares Teleskop gestattet, den Laser-Strahl mit einer Genauigkeit von zwei Bogenminuten über einen Winkelbereich von $\pm 15^\circ$ in der Höhe und $\pm 90^\circ$ der Seite nach einzustellen. Eine Sicherheitsvorrichtung schützt das Bedienungspersonal vor Streulicht durch das Licht der Pumpquelle. Die Strahlbreite ist maximal 15 Bogenminuten, die Spitzenintensität des Strahls wenigstens 100 W.

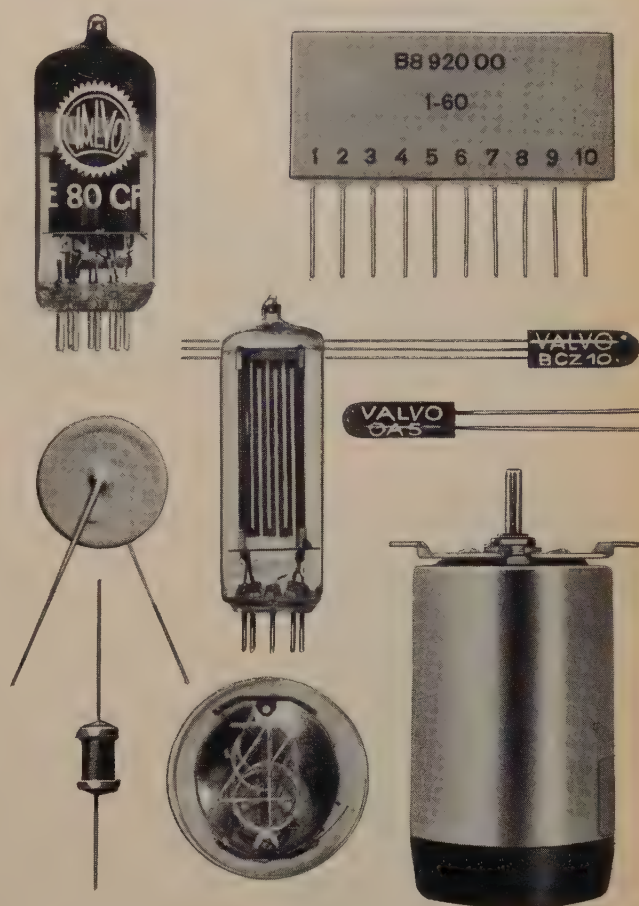
„Ersadur“-Dauerlötspitzen

Nachdem man bereits seit Jahren den Schaft der kupfernen Lötspitzen gegen Verzundern und Festkleben in den Heizkörper schützen kann, ist es der Firma *Ernst Sachs*, die als erste Spezialfabrik für elektrische LötKolben und Lötbadler 40 Jahre besteht, gelungen, nun auch die Lötfläche selbst gegen Einlösung und Auswaschung durch flüssiges Lötzinn mit Hilfe des „Ersadur“-Verfahrens zufriedenstellend zu schützen. Die kupferne Spitze wird dabei mit einem hauptsächlich aus Eisen bestehenden Überzug versehen, der ihre Lebensdauer von etwa 5000 auf über 100000 Lötungen erhöht. Während normale Lötspitzen im Dauergebrauch oft schon nach wenigen Stunden ausgewechselt werden mußten, ist die Standzeit der „Ersadur“-Dauerlötspitzen mehrere Wochen. Aber nicht nur im Dauerbetrieb bieten sich Vorteile, sondern auch im Gelegenheitsbetrieb, wie zum Beispiel in der Radioreparaturwerkstatt, in der der LötKolben nicht dauernd gebraucht wird, aber stets heiß sein muß.

Fotobeschichtete Aluminiumplatten „AS-ALU“

Zur Anfertigung von Leistungsschildern, Skalen, ganzen Frontplatten usw. liefert die *Société Nouvelle*, Paris, (Deutsche Vertretung: *D. Stürken*, Düsseldorf) „AS-ALU“-Platten in verschiedenen Größen zwischen

liefert für
elektronische Geräte
der Steuerungs- und
Regelungstechnik:



Spezialröhren aller Art
Fotoelektronische Bauelemente
Transistoren und Dioden
Digitale Bausteine
VDR- und NTC-Widerstände
Kondensatoren aller Art
Dauermagnete
Synchronmotoren



VALVO GMBH HAMBURG 1

Informieren Sie sich über das VALVO-Programm auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover Halle 11 Stand 1314



**Automatische
Netzspannungsregler für Zählereichstationen**

Ausgangsspannung $\pm 0,1 \%$ bei gleichzeitigem Auftreten aller Störgrößen, für $\cos \varphi 0,5 \dots 1$ ind.

zugelassen von der Phys.-tech. Bundesanstalt in Braunschweig

Deutsche Industrie-Messe Hannover
Halle 13, Stand 224 a

ELEKTRO-GERÄTE-BAU
GUSTAV KLEIN SCHONGAU/LECH

Wirtschaftlich lötten mit



ERSA DUR
Dauerlötspitzen
eisenüberzogen

abnutzungsfest
keine Nacharbeit
Kosten sparend
immer verzinkt

**Flowsolder-Verfahren
für gedruckte Schaltungen**

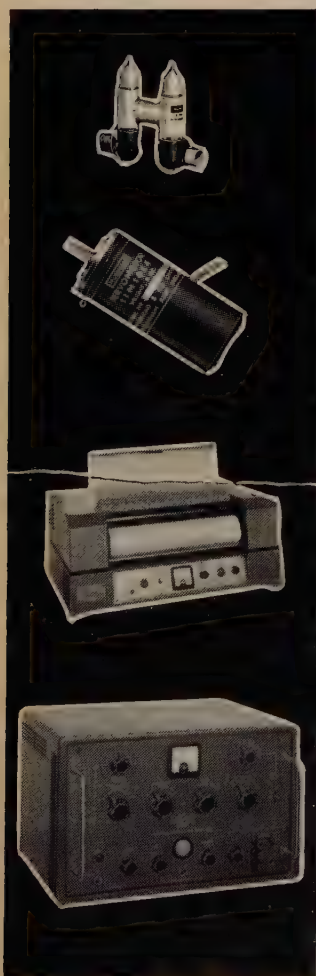
„DIE RATIONELLE ZINNWELLE“
hohe Lötisicherheit — einfache Transporteinrichtung
immer sauberes Zinn — einfacher Typenwechsel

Seit 40 Jahren: Wenn lötten — dann **ERSA**



ERNST SACHS
Erste Spezialfabrik elektrischer LötKolben und LötBäder K.G.
Berlin-Lichterfelde und Wertheim am Main

„Verlangen Sie die Listen 172-174 D 9“



MUIRHEAD'S WELTBERÜHMTE ERZEUGNISSE

WISSENSCHAFTLICHE MESSGERÄTE

Dekadisch einstellbare Generatoren, Frequenz Analysatoren, Messbrücken, Impedanz Messgeräte, Regelkreis Analysatoren.

PRÄZISIONS BAUTEILE

Widerstände, Kondensatoren, Weston-Normalelemente für Labor und Industrie, Stufenschalter, Skalenantriebe.

REGELGERÄTE ZUR SCHLINGERDÄMPFUNG

In über 200 Schiffen aller Grössen eingebaut, z.B. "Bremen", "Queen Mary", "Queen Elizabeth".

SYNCHROS UND MAGSLIPS DREHFELDGEBER

Geber, Empfänger, Resolver, Servomotoren, Tachometergeneratoren, Servomotoren mit eingebautem Tachometergenerator nach NATO Normen hergestellt. Synchro Drehfeldgeber Prüfeinrichtung. Servoverstärker, Hydraulische Leistungsverstärker.

FAKSIMILE GERÄTE

"Bildtelegraphie" Geräte die von den grössten Nachrichtenagenturen in aller Welt eingesetzt werden. Wetterkartensender und -Schreiber. Faksimile Fernschreibgeräte für Industrie- und Bürozwicke.

Technische beratung und demonstration:—
Paul Bechtiger, Oleanderstrasse 12, Zürich 11/50 Schweiz.

MUIRHEAD ELEKTRISCHE PRÄZISIONS MESSGERÄTE

MUIRHEAD & CO. LIMITED, Beckenham, Kent, England. Tel: Beckenham 4888

MUIRHEAD INSTRUMENTS LIMITED, Stratford, Ontario, Canada. Tel: 217-3880

MUIRHEAD INSTRUMENTS INC., 441 Lexington Ave., New York 17, N.Y., U.S.A. Tel: Murray Hill 2-8131

9×12 cm und 50×60 cm, die mit einer fotografischen Schicht bedeckt sind und die gleichen fotografischen Eigenschaften wie Bromsilberpapier haben. Man benötigt lediglich eine Dunkelkammer und ein Kopiergerät, mit dem die Beschriftung oder die Zeichnung auf die Platte kopiert wird. Entwickeln und Fixieren erfolgt genauso wie beim Fotopapier, das Härten der Oberfläche durch Emaillieren (drittes Bad) und schließlich das Einbrennen im Trockenschrank.

Internationale Zusammenarbeit auf dem Gebiet der automatischen Dokumentation

Die Sektion Automatische Dokumentation im Informations-Forschungszentrum Cetus der Europäischen Atomgemeinschaft beabsichtigt, eine umfassende Zusammenstellung der Daten heute schon verwendeter Dokumentationssysteme zu erarbeiten. Als Ausgangsmaterial dienen Reports, Proceedings und Zeitschriftenartikel über Verfahren und Methoden der Dokumentation. Hauptinformationsquelle jedoch soll eine Frage-sammlung sein, die Benutzern heute bereits arbeitender Dokumentations-systeme übersandt werden wird. Hauptziel dieser Bemühungen ist Grund-lagenforschung auf dem Gebiet der Dokumentation und Ausarbeitung einer allgemeinen Theorie der Dokumentationssysteme.

Telefunken baut in Celle

Die *Telefunken GmbH* beabsichtigt, in Celle ein neues Werk für ihren Geschäftsbereich „Geräte Mechanik“ zu errichten, zu dem Tonband-, Diktier- und Phonogeräte gehören. Die Bauarbeiten für den ersten Ab-schnitt der Werkanlage werden im Frühjahr 1961 aufgenommen. Bereits im Mai 1962 soll die Fabrikation feinmechanischer elektrotechnischer Erzeugnisse anlaufen.

Neuer Tuchel-Hauptkatalog

Die *Tuchel-Kontakt GmbH* hat Anfang des Jahres ihren neuen Haupt-katalog vorgelegt, der sämtliche lieferbaren Teile entweder abgebildet oder tabellenförmig enthält (insgesamt 730 verschiedene Typen) und Hinweise für verschiedene Anwendungsmöglichkeiten gibt.

Kapitalerhöhungen bei Philips

Das Stammkapital der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH (Alldelphi)*, Hamburg, ist von 175 auf 200 Millionen DM erhöht worden. Die neue Stammeinlage wurde von der *N. V. Philips' Gloeilampen-fabrieken*, Eindhoven, übernommen. Gleichzeitig übernahm die *Alldelphi* neue Stammeinlagen bei der *Deutschen Philips GmbH*, Hamburg, in Höhe von 15 Millionen DM (neues Gesamtkapital 100 Millionen DM), bei der *Valvo GmbH*, Hamburg, in Höhe von 10 Millionen DM (neues Gesamt-kapital 40 Millionen DM) und bei der *Philips Duphar GmbH*, Hamburg, in Höhe von 1,25 Millionen DM (neues Gesamtkapital 1,35 Millionen DM).

DECHEMA-Broschüre

Die DECHEMA Deutsche Gesellschaft für chemisches Apparatewesen brachte eine kleine 16seitige Broschüre heraus, die über Ziele und Auf-gaben der DECHEMA sowie über ihre in 35jähriger Tätigkeit geschaffenen Arbeitsmittel Auskunft gibt. Die dreisprachige (deutsch, englisch und französisch) Schrift ist bei der DECHEMA, Frankfurt am Main 7, Post-fach 7746, kostenlos erhältlich.

VDE/VDI-Fachtagung „Messen von Zustandsgrößen und Stoffeigenschaften im Betrieb — neuere Methoden und Geräte“

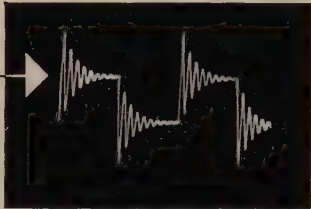
Die VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen hat im vorigen Jahr in Krefeld und Mannheim mit großem Erfolg eine Tagung über Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik abgehalten. Diese Vortragsreihe soll jetzt mit der Lehrtagung „Messen von Zustandsgrößen und Stoffeigenschaften im Betrieb — neuere Methoden und Geräte“ am 18. und 19. Mai 1961 in den Zoo-Gaststätten Lindenhof in Münster/Westf. fortgesetzt werden. Die behandelten drei Themengruppen sind Meßtech-nische Erfassung der wichtigsten Zustandsgrößen, Meßtechnische Er-fassung von Stoffeigenschaften und Übertragung der Meßwerte und Aus-wertung. Weitere Auskünfte erteilt die VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen, Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77/79.

Historische Rundfunk- und Fernsehgeräte auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961

Anläßlich der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961 in Berlin findet im Marshall-Haus eine Sonderschau unter dem Titel „Berlin auf Welle 400“ statt. Im Rahmen dieser Sonderschau soll die Entwicklung der Rundfunk-, Fernseh- und Übertragungstechnik seit den ersten Anfängen gezeigt werden. Von der Bundespost wird dazu eine Reihe von Geräten zur Verfügung gestellt. Die Beschaffung vieler historischer Geräte ist aber schwierig, weil die Archive der Industriefirmen größten-teils infolge Kriegseinwirkung verlorengegangen sind. Vielleicht aber be-finden sich noch im Bereich des Rundfunkhandels einschließlich der Repa-raturwerkstätten historische Rundfunk- und Fernsehgeräte, auch Kopf-hörer und Lautsprecher, die bisher unbeachtet geblieben sind oder nicht mehr benötigt werden. Zeitweilige Leihgaben oder kostenlose Stiftungen solcher Geräte nimmt der Sonderbeauftragte des Ausstellungsausschusses der Fachabteilung 14 im ZVEI, Herr K. Zimmermann, Hildesheim, Schützenallee 65, dankbar entgegen.



Ms 215 a



Verzögerung des Meßimpulses macht auch diese Flanke sichtbar

Ein Impulsoszillograph

soll schwache, kurzzeitige Spannungsstöße, wie sie z. B. in der Fernseh- und Fernmeß-technik und bei elektronischen Rechen-maschinen vorkommen, von Beginn an genau aufzeichnen. Unser

Einstrahl-Oszillograph OSCILLAR I/010

erfüllt diese Bedingungen.

Seine besonderen Merkmale:

Bandbreite 0 bis 10 MHz mit Ablenkfaktor max. 50 mV/Teil (1 Rasterteil \cong 0,8 cm), bei 1,5 MHz max. 10 mV/Teil

Verzögerungskabel für das die Zeitablenkung auslösende Y-Signal (siehe Bild)

Geeichte Zeitablenkung von 0,11 s/Teil bis 0,06 μ s/Teil, vielseitige Synchronisier- und Triggerungsmöglichkeiten

Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen durch magnetische Regelung aller Versorgungsspannungen

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

WETZER

Zeitmeß- und Kontrollgeräte

finden u. a. Anwendung zur Registrierung von:

Prüfergebnissen, Zählergebnissen elektronischer Zähler, Arbeitszeiten, Gewichten

Überwachung von:

Lieferungen an Schüttgut, Sendevorgängen.

Betriebsstundenzähler Horameter

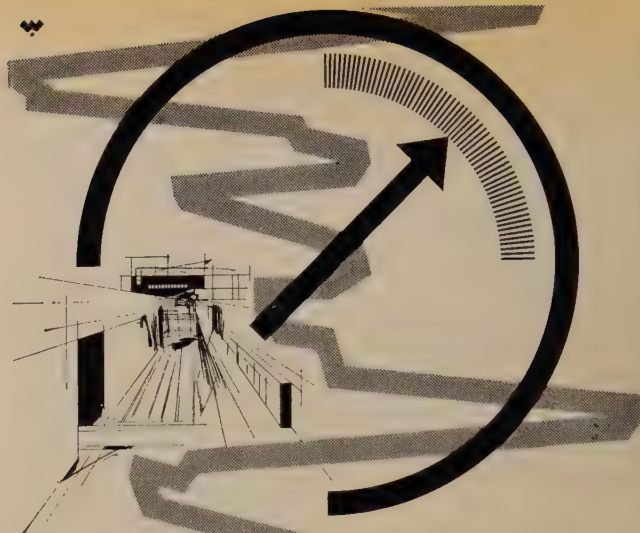
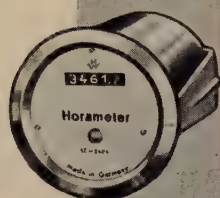
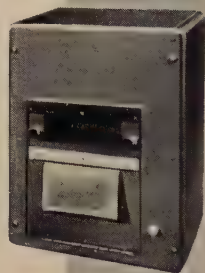
für die Kontrolle von Maschinen jeder Art

für Gleichstrom 6/12/24 V
für Wechselstrom 110/220/380 V
für Gleich- und Wechselstrom
für „Rüttel“-Antrieb

Wir stellen aus: Industriemesse Hannover
Halle 10 · Stand 160

HERMANN WETZER KG

PFRONTEN / BAYERN



**KELLER
MESS- UND
REGELANLAGEN**
nicht elektrischer
Größen:



Meßwertgeber für Feuchte, Temperatur und Druck

Regelrelais

Stellantriebe, Motorventile

Präzisions-Potentiometer

Zeitplangeber

Nachlauf-Potentiometer

Senden Sie uns Ihre Anfrage

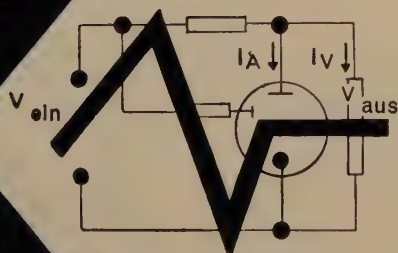
KELLER SPEZIALTECHNIK GMBH

Laggenbeck/Westf.

Wir stellen aus: Halle 10, Stand 185



SR 2
SR 3
SR 4



NEU:
SR 5
SR 6
SR 7

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisions-Stabilisierungsröhren

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus-Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2, SR 3 und SR 5 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten:

	SR 2 (SR 3)	SR 4	SR 5	SR 6 (SR 7)
Zündspannung V_Z	max. V 135 (155)	115	125	115 (145)
Stab. Spannung V_B	V 88 ± 2 (107 ± 3)	86 ± 1	85 ± 2	84 (104)
gemessen bei	mA 30	1,5	5,5	1,5
Stab. Bereich	mA 2—80	0,5—5	1—10	0,5—5
Regulierung	max. V 2 (4)	1	4	1,5 (3)
im Bereich	mA 20—40	0,5—3	1—10	0,5—3
Änderung von V_B in 20 000 h	\pm max. V 1	1	1	1
Sockel	Noval	Draht- enden	7-p. min	Draht- enden

Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signalglimmlampen mit langer Lebensdauer zu.

Cerberus AG Männedorf Tel. 051/74 15 55

CERBERUS

ELEKTRONENRÖHREN

In Westdeutschland Alfred Neye, ENATECHNIK, Darmstadt, Elisabethenstr. 17, Ruf: 7 63 69, FS: 041 9357

PERSÖNLICHES

Otto Laaß 65 Jahre



Am 22. März vollendete E. W. Otto Laaß, der auf eine über 30jährige Pressetätigkeit bei *Telefunken* zurückblicken kann, sein 65. Lebensjahr. Laaß trat 1929 in die *Klangfilm GmbH* ein und wurde 1932 nach Überleitung dieser Gesellschaft in die *Telefunken GmbH* stellvertretender Leiter der Pressestelle. Ihm war es mit zu verdanken, daß die industrielle Publizität des Unternehmens im Laufe der Zeit allgemeine Anerkennung bei der Fach- und Tagespresse fand. Mit besonderem Interesse widmete er sich der Einrichtung eines historischen Bildarchives der Funktechnik. Jahrelang hat er außerdem als Redakteur für die Werkzeitschrift seiner Firma verantwortlich gezeichnet. Laaß gehört seit langem der Technisch-Literarischen Gesellschaft, dem Presseverband Berlin, dem

Verband deutscher Motorsportjournalisten und dem Luftfahrt-Presseclub an. Eng verbunden ist er über drei Jahrzehnte mit dem Amateurfunk. Als einer der berufsaltesten Pressereferenten der Elektrotechnischen Industrie erfreut sich Otto Laaß bei zahlreichen Journalisten und in seinem Unternehmen dank seines Fachwissens und seiner steten kollegialen Hilfsbereitschaft großer Beliebtheit.

O. Steidinger 60 Jahre

Oskar Steidinger, Chef der Firma *Dual Gebrüder Steidinger*, beging am 10. April 1961 seinen 60. Geburtstag. Bereits 1917 trat er in das väterliche Geschäft ein und lernte den damals noch sehr kleinen Spezialbetrieb für feinmechanische Erzeugnisse von Grund auf kennen. 20 Jahre später übernahm er zusammen mit seinem Bruder Siegfried die Leitung des inzwischen zu einem bedeutenden Unternehmen angewachsenen Betriebes.

Direktor Hörmann 25 Jahre bei der IBM



Der Geschäftsführer der *IBM Deutschland*, Direktor Oskar E. Hörmann, beging am 16. März 1961 in Böblingen sein 25jähriges Dienstjubiläum. Als junger Ingenieur kam er 1929 in die Vereinigten Staaten, um sich mit neuen Fertigungsverfahren vertraut zu machen. Dort begann auch seine Laufbahn bei der *IBM*, die ihm wenige Jahre später Aufgaben im deutschen Zweig des Unternehmens übertrug. Während des Krieges war Hörmann Treuhänder der *IBM France*. Später übernahm er die technische Leitung der *IBM-Werke* in Sindelfingen und Böblingen. 1950 als Assistant General Manager in die Geschäftsführung berufen, wurde Hörmann mit der Leitung der gesamten Produktion der *IBM Deutschland* betraut.

In Anerkennung seiner Verdienste um die Förderung von Lehre und Forschung ernannte ihn die Technische Hochschule München 1958 zum Ehrenbürger.

H. Donn Leiter der Philips-Apparatefabrik Berlin

Mit Wirkung vom 1. März 1961 ist Heinz Donn zum weiteren Geschäftsführer der *Deutschen Philips GmbH* bestellt und gleichzeitig mit der Leitung der Apparatefabrik Berlin beauftragt worden. Nach dem Studium an der Technischen Hochschule Hannover widmete er sich Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der Funkmeßtechnik. In den letzten 10 Jahren war Donn bei der Firma *Schaub-Lorenz* tätig, bis er Ende 1960 bei der *Deutschen Philips GmbH* in Berlin eintrat. Wegen Erreichens der Altersgrenze scheidet der bisherige langjährige Leiter der Apparatefabrik Berlin, Maximilian Scheerbarth, aus der Betriebsleitung aus, wird aber noch bis Jahresende seinem Nachfolger beratend zur Seite stehen.

H. C. Boden Vorsitzter des Aufsichtsrats der AEG

Mit Ablauf der Hauptversammlung am 16. März 1961 legte Dr. jur. rer. pol. Hans C. Boden sein Amt als Vorsitzter des Vorstandes der *Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft* nieder. Er wurde in den Aufsichtsrat gewählt und hat dort den Vorsitz übernommen. Boden gehörte dem Vorstand seit mehr als 25 Jahren an. Nach Kriegsende war er zunächst in erster Linie für den Wiederaufbau der AEG-Organisation in der Bundesrepublik verantwortlich. Seit 1956 leitete er als Vorsitzter des Vorstandes das Gesamtunternehmen. Er vertritt die AEG in ihren bedeutendsten Tochtergesellschaften, wie *Telefunken*, *Osram*, *Olympia*, als Vorsitzter des Aufsichtsrates. Daneben gehört er dem Aufsichtsrat einer Reihe von anderen großen deutschen Unternehmen an.

H. Bäurle Vorstandsvorsitzter der AEG

Dr. jur. Hugo Bäurle, seit dem 16. März 1961 Vorstandsvorsitzter der *Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft*, wurde 1912 in München geboren und studierte dort Rechtswissenschaften. Nach der Referendanzzeit und der Assessorprüfung arbeitete er zunächst auf juristischem Gebiet. 1938 kam er zur AEG, und seine ununterbrochene Tätigkeit in diesem Unternehmen führte ihn durch nahezu alle Geschäfts- und Verwaltungsbereiche, wobei der Finanzsektor den Schwerpunkt bildete. Seit 1954 ist Bäurle Vorstandsmitglied und seit 1959 stellvertretender Vorstandsvorsitzter.



Für besseres Messen und Prüfen

Nach diesem Grundsatz werden die vielfältigen DWM-Prüfanlagen den internationalen Erkenntnissen entsprechend ständig weiterentwickelt. Verbesserte Konstruktion – verfeinerte Meßprüfleistung – höchste Präzision, das sind die neuen Vorzüge der DWM-Prüfanlagen, die der Forschung und Fertigung dienen.

Unser Lieferprogramm: Tiefkühltruhen, Prüfschränke, Höhenkammern, Materialprüfanlagen, Großraumprüfanlagen, Anlagen für Staub-, Vibrations- und Explosionsprüfungen. Projektierung nach speziellen Erfordernissen.



Die Abbildung zeigt die DWM-Hochleistungsprüfanlage B 5/70 zur künstlichen Erzeugung beliebiger atmosphärischer Bedingungen. Vakuum von Atmosphäre bis zu einem Unterdruck von 0,256 Torr, entsprechend einer Höhe von 61000 m. Temperaturbereich von +150°C bis -70°C.

Fordern Sie kostenlos Spezial-Informationen oder unverbindliche Fachberatung durch unsere Projektingenieure.



Abt. Kälteanlagen
Deutsche Waggon- und
Maschinenfabriken GmbH
Berlin-Borsigwalde
☎ 49 00 15
⚡ Dewuma Berlin

Sie finden uns auf der DIM-Hannover in
Halle 7B, Stand 204/305

Effektivwert
Spitzenwert
Mittelwert

ANZEIGE

in

db
VOLT
dbm



bietet unser
**Röhrenvoltmeter
Typ (2409)**

Durch einfaches Umschalten können Sie wahlweise den Spitzenwert, arithmetischen Mittelwert, oder echten Effektivwert eines Signals messen. (Anzeigefehler bei Effektivwertmessung $< 0,5$ db für $\frac{V_s}{V_{eff}} = 5$).

Der Frequenzgang ist von 2 Hz bis 200 kHz linear innerhalb $\pm 0,2$ db.

Das Gerät kann auch als geeichter Spannungsverstärker verwendet werden. Eingangsimpedanz 10 M Ω /20 pF. Ausgangsimpedanz ca. 50 Ω .

Die Ablesung auf dem beleuchteten Anzeigeinstrument kann in Volt, db (bezogen auf 1 V) oder dbm (bezogen auf 0,775 V) erfolgen. Der Messbereich ist von 10 mV bis 1000 V Endauschlag in 10 db-Stufen einstellbar.

Zur Messung tieffrequenter Signale kann die für VU-Messungen genormte Anzeige — Zeitkonstante auf einen gegen 2 Hz trägen Wert umgeschaltet werden.

Fordern Sie bitte ausführliche Information an.

Vertrieb, Service und Technische Beratung:

REINHARD KÜHL K G

Quickborn/Holstein, Jahnstrasse 83, Telefon 382



Brüel & Kjær

NÆRUM, DÄNEMARK. Fernruf: 80 05 00. Kabel: BRUKJA, KOPENHAGEN

DRESSLER

Wir liefern jetzt ab Lager:



den neuen
S 42

10-cm-Planschirm

alle Triggerarten

3,7 kV

Nachbeschleunigung

Bandbreite 0...6 MHz

10 mV/cm bis 50 V/cm

geeichte

Zeitablenkung

10-fache Dehnung

Balgentubus

robust

formschön

preisgünstig

ab Lager 1595,— DM

und andere Typen, auch Zweistrahloszillographen.
Verlangen Sie die ausführlichen Druckschriften über
unser Oszillographenprogramm.

Generalvertrieb und Kundendienst **R. DRESSLER**

Geräte und Bauteile für Elektronik und Kernphysik
Berlin W 30 · Nachodstr. 19 (West-Berlin) · Tel. 24 10 37

MW KONTAKTINSTRUMENTE

ZWEI- UND DREIPUNKTREGELUNG

FOTOELEKTRISCH



MESSEN
REGELN

MÜLLER & WEIGERT OHG

FABRIKELEKTRISCHER MESSGERÄTE
NÜRNBERG

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1961-Halle 10-Stand 153

Lichtempfindliche Bauelemente für die Automatisierung

Von P. Goerke. Hamburg, Berlin, Bonn 1960, R. v. Decker's Verlag, G. Schenck. 352 S. m. 131 B. 16,5 × 24,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 30,— DM.

Dieses Buch soll dem mit Automatisierungsfragen beschäftigten Elektroniker aus der Praxis heraus diejenigen Kenntnisse über die heute verfügbaren Photozellentypen vermitteln, die er braucht, um für seine Aufgabe die bestgeeigneten auswählen zu können. Nach einem Abschnitt über die physikalischen Grundlagen lichtelektrischer Erscheinungen (Elektronen- und Ionenströme, metallische Leiter, Halbleiter, Isolatoren, innerer und äußerer lichtelektrischer Effekt, Sperschichten) folgt eine Beschreibung spezieller Eigenschaften (spektrale Empfindlichkeit, Abhängigkeit des Widerstandes von der Beleuchtungsstärke, Temperaturabhängigkeit, Alterungs- und Ermüdungserscheinungen) der wichtigsten photoelektrischen Bauelemente, darunter auch Fernseh-Aufnahmeröhren. Je ein weiterer Abschnitt befaßt sich mit der optimalen Anpassung photoelektrischer Bauelemente an den Strahler sowie mit ihrer elektrischen Anpassung an die zu steuernde Schaltung. Am Schluß dieser in vorbildlicher Ausstattung herausgegebenen Monographie bringt der Verfasser, der sowohl auf jahrelange Industrieerfahrung zurückblicken kann als auch an der Entwicklung lichtempfindlicher Bauelemente maßgeblich mitgearbeitet hat, eine Reihe von Schaltungsbeispielen. —öh—

Physikalische Größen und Einheiten · Einheitenlexikon

Von A. Sacklowski. Stuttgart 1960, Deva Fachverlag. 220 S. m. 12 Tab. 12,5 × 18 cm. Preis in flexiblem Plastikeinband 12,80 DM.

Wenn man sich bemüht, in Physik und Technik mit Größengleichungen zu arbeiten, hat man keine Schwierigkeiten mit den Dimensionen in den einzelnen Maßsystemen. Deshalb ist dem eigentlichen Einheitenlexikon ein Kapitel über Grundlagen für die Bildung und Regeln für den Gebrauch von Größen, Einheiten und deren Systemen (sogenannte Maßsysteme) vorangestellt, das in alphabetischer Reihenfolge Begriffe aus diesem Fragenkomplex erklärt. Dann folgt der Hauptteil, das Verzeichnis der Einheiten einschließlich ihrer Kurzzeichen, Abkürzungen, Vorsätze und der zu ihrer Definition notwendigen Begriffe, in dem weitgehend auch ausländische (amerikanische, englische, französische und russische) Einheiten aufgenommen sind. Umrechnungstabellen für die verschiedenen Einheiten gleicher Dimension schließen dieses Lexikon ab, das Physikern und Ingenieuren aller Fachgebiete die Möglichkeit gibt, sich über physikalische Größen und Einheiten zu orientieren. —hl—

Elsevier's Telecommunication Dictionary

Amsterdam, London, New York, Princeton 1960, Elsevier Publishing Company. 1012 S. 16 × 23 cm. Preis in Kunstl. geb. 7,7,— £.

Der Reihe der Elsevier'schen Fachwörterbücher wurde ein weiterer Band hinzugefügt, der in Form und Ausstattung den übrigen Bänden entspricht. Er enthält im Hauptteil fast 10000 englisch-amerikanische Fachwörter in alphabetischer Reihenfolge aus der Nachrichtentechnik sowie ihre Übersetzungen ins Deutsche, Spanische, Französische, Italienische und Niederländische. Die Fachwörter der zuletzt genannten fünf Sprachen findet man anschließend, jeweils alphabetisch geordnet und mit einer Zahl versehen, die der laufenden Nummer im englisch-amerikanischen Teil entspricht. Damit ist es möglich, jeden in diesem Buch enthaltenen Fachausdruck schnell und sicher in jeder Sprache zu finden. Nicht nur dem Fachübersetzer, sondern auch allen Nachrichtentechnikern, die weiter in ihr Fachgebiet eindringen wollen und deshalb auch ausländisches Schrifttum hinzuziehen, ist dieses Fachwörterbuch zu empfehlen. —hl—

Valvo-Handbuch Rundfunk- und Fernseh-Röhren 1960/61

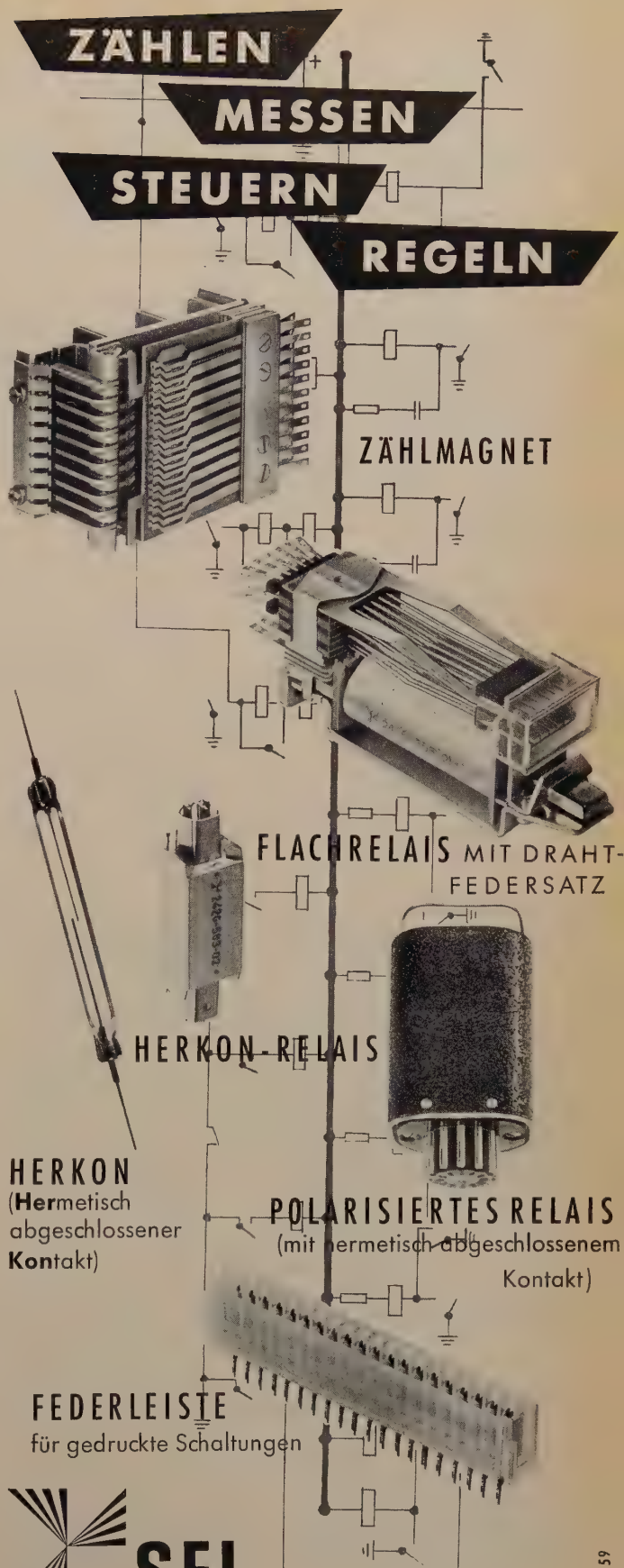
Herausgegeben von der Valvo GmbH. 648 S. DIN A 5. Schutzgebühr 6,— DM.

Vor allem für Konstrukteure und Geräteentwickler ist diese Zusammenstellung von technischen Daten, Maßbildern und Kennlinien der Valvo-Rundfunk- und Fernseh-Röhren bestimmt. Sie enthält zunächst ein Typenverzeichnis und eine Äquivalenztabelle sowie Hinweise zum Betrieb von Empfänger-, Verstärker- und Gleichrichterröhren für Rundfunk und Fernsehen. Anschließend folgt der Daten-Teil mit seinen Angaben über D-, E-, G-, P- und U-Röhren sowie über Fernseh-Bildröhren. 7.

Siemens Formel- und Tabellen-Buch

Herausgegeben von der Siemens-Schuckertwerke AG. 2., völlig neu bearb. u. erw. Aufl. Essen 1960, Verlag Girardet. VIII, 704 S. m. 410 B. u. 335 Tab. DIN A 5. Preis in Ganzl. geb. 29,80 DM.

Gegenüber der ersten Auflage von 1953 um 221 Seiten erweitert, enthält die vorliegende zweite Auflage unter Berücksichtigung des neuesten Standes der Technik und der inzwischen eingetretenen Änderungen von Normen und Vorschriften die für die Arbeit des Starkstromingenieurs notwendigen Zahlenwerte, Diagramme, Definitionen und Formeln aus den verschiedenen Anwendungsgebieten der Elektrotechnik. Der syste-



Standard Elektrik Lorenz AG
Bauelementewerk SAF Nürnberg

Telonic

WOBBEL-GENERATOREN

für UHF- und VHF-Fernsehen

Fabrikation • Prüfung • Abgleich



Telonic-Wobbelgeneratoren bei der Prüfung von Fernseh-Tunern während der Produktion

Telonic-Wobbelgeneratoren und Zusatzeinrichtungen sind überall dort in der Welt eingesetzt, wo Fernsehempfänger hergestellt werden. Sie haben mitgeholfen, sowohl auf den Fertigungsbändern als auch in den Entwicklungslaboratorien einen vorzüglichen Standard zu schaffen.

Telonic verfügt über Wobbelgeneratoren für jede kommerzielle Fernsehnorm, einschließlich der in USA, England, Frankreich, Deutschland, Italien, Australien und Japan gebräuchlichen. Auch bei Geräten für spezielle Vorschriften stehen erfahrene Telonic-Ingenieure für notwendige Zusatzeinrichtungen stets zur Verfügung. Einfache und robuste Konstruktion gewährleisten störungsfreien Betrieb und leichte Pflege.

Fordern Sie bitte Katalog 203 B an mit ausführlichen Informationen über Telonic-Wobbelgeneratoren.

Für Fabrikation oder Entwicklung

Ausführungen für jede Fernsehnorm — amerikanische, europäische, australische, italienische usw.

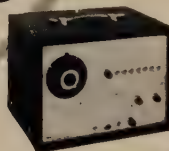
UHF-, VHF- und ZF-Bereiche

Eingebauter Markengeber für Abgleichpunkte der Ton- und Bildfrequenzen

Robuste Konstruktion — lange, störungsfreie Lebensdauer
International bei der Herstellung von Fernsehempfängern in Gebrauch



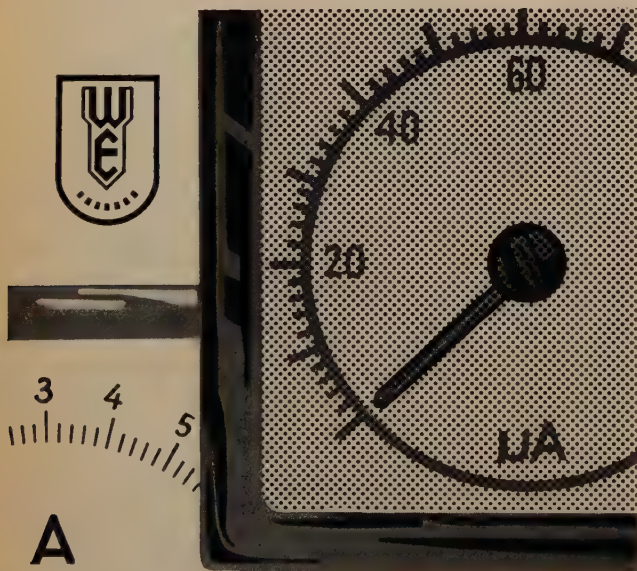
Typ „SN-3“ (UHF)
Bereich: 440 .. 930 MHz
Wobbelhub: 0,02 .. 10%
Geregelte konstante Ausgangsspannung



Typ „SV-7“ (VHF)
ZF und 12 Kanäle
Bild- und Tonfrequenz-Markengeber
Geregelte konstante Ausgangsspannung

SYLVAN GINSBURY LTD.

2 Rue Bartholony
GENÈVE • SCHWEIZ



Langskalen oder Normal-skaleninstrumente; eine Fülle von Typen steht zu Ihrer Verfügung. Sicher ist auch für Sie etwas dabei.

WEIGAND
ERLANGEN/BAYERN

Stromversorgung

Elektronisch stabilisierte Netzgeräte
Spannungen: 0,5 Volt — 4 KV
Konstanz: bis 5×10^{-5} Null / Vollast

Servo stabilisierte Netzgeräte
Spannungen: 220 V / 380 V
Leistungen: bis 1200 KVA
Konstanz: $0,5 \times 10^{-2}$ Δ Vollast $\pm 10\%$

Magnetisch stabilisierte Geräte
Spannungen: 220 V / 380 V oder nach Wahl
Leistungen: bis 1 KVA
Konstanz: $0,5 \times 10^{-2}$ $\frac{1}{2}$ Last / Vollast

Kurvenentzerrte Geräte bis 250 VA



PAUL HERRMANN

Ingenieurbüro und Funktechnische Werkstatt

BERLIN - WILMERSDORF

Hohenzollerndamm 174/77

Telefon 87 36 67

matisch gegliederte Text gibt daneben einen Überblick über die theoretischen Grundlagen einschließlich ihrer mathematischen Hilfsmittel und kann daher dem jungen Ingenieur empfohlen werden, dem noch Erfahrungen fehlen. Aber auch dem Physiker und Chemiker beispielsweise in der Forschung leistet diese Zusammenfassung elektrotechnischer Arbeitsunterlagen wertvolle Dienste, weil dort immer wieder Hinweise aus der Technik benötigt werden. Im einzelnen sind Kapitel über Maßeinheiten und Umrechnungstabellen, Mathematik, elektrotechnische Grundgesetze und Rechenverfahren, Technische Physik, elektrische Maschinen und Umformer, Stromverteilung, Steuerungs- und Regelungstechnik, industrielle Elektrowärme, Elektrochemie, elektromotorische Antriebe, elektrische Bahnen, Dampfkraftanlagen und Dampfturbinen sowie Wasserkraftanlagen vorhanden. —hl

Phänomene des musikalischen Hörens

Von F. Winkel. Berlin und Wunsiedel 1960, Max Hesses Verlag, 160 S. m. 89 B. 15×21 cm. Preis kart. 11,80 DM.

Der Verfasser hat es verstanden, die psycho-physischen Einflüsse beim Anhören von Musik darzulegen, wobei er von den neuesten Erkenntnissen der Akustik, der Psychologie, der Physiologie, der Nervenlehre, der menschlichen Verhaltenslehre und den Beziehungen von Raum und Zeit ausgeht. Im Anschluß an die Darstellung der heutigen Theorien der Klangentstehung und des Hörens werden praktische Schlußfolgerungen an Hand zahlreicher Notenbeispiele alter, neuer und elektronischer Musik gezogen, und es wird dabei nachgewiesen, wie sowohl der Komponist als auch der Interpret oftmals gegen Naturgesetze des Hörens verstoßen und damit die Wirkung auf den Zuhörer beeinträchtigen. In der Systematik der Darstellung ist das Buch sowohl für den Gebrauch an Universitäten und Musikhochschulen geeignet als auch für den Ohrenarzt, um ihm einen Begriff von den komplexen Vorgängen im Mechanismus des Hörens zu vermitteln. —öh—

Nachrichtentechnische Fachberichte

Herausgegeben von J. Wosnik. Braunschweig 1959, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn.

Bd. 15: **Elektroakustik**. II, 74 S. m. 140 B. DIN A 4. Preis brosch. mit Leinenfalz 11,50 DM.

Dieser Band enthält Vorträge aus der Fachtagung des Fachgebietes 17 „Elektroakustik“ der Nachrichtentechnischen Gesellschaft in München 1958. Besondere Beachtung verdienen die Ausführungen über Stereophonie, die teilweise grundsätzliche Bedeutung haben (Scherer: „Über die Ortungsmöglichkeit verschiedener stereophonischer Aufnahmeverfahren“, Schlechtweg: „Sonderprobleme der stereophonischen Wiedergabetechnik“, Steinhausen: „Die stereophonische Schallplatte“, Krauth: „Stereophonische raumakustische Modellversuche“). Zwei andere Beiträge befassen sich mit Ultraschall (Esche: „Ultraschall für Reinigung und Dispergierung“, Pohlmann: „Moderne technische Anwendungen des Ultraschalls“). Weitere Vorträge behandeln Lautstärkemessungen, Messungen am Mikrofon, Klangverformung, elektronische Klangerzeugung sowie Wortverständlichkeit bei zweiohrigem Hören. —ch

Magnetic Amplifier Engineering

Von G. M. Attura. New York, Toronto, London 1959, McGraw-Hill Book Comp. XIV, 220 S. m. 201 B. u. 4 Tab. 16×23,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 58 sh.

Es handelt sich hier um eine Einführung in die Magnetverstärkertechnik für den interessierten Elektroingenieur. Die ersten sechs Kapitel befassen sich mit den theoretischen Grundlagen (magnetische Größen, Feldtheorie, strombegrenzende Reaktanz, Aufbau von Ringkern-Drosselspulen, Magnetkernmaterialien, Magnetisierungskennlinien, Messung von Kern- und Spuleneigenschaften), während die darauffolgenden sechs Kapitel in der Hauptsache die sättigbare Drosselspule und Gleichrichter für Magnetverstärker beschreiben. Vier weitere Kapitel mit Schaltanwendungen von Magnetverstärkern beschließen diesen Band. dr

Introduction to Monopulse

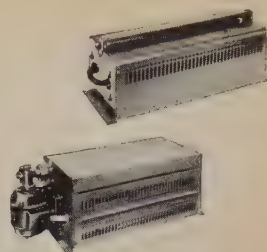
Von D. R. Rhodes. New York, Toronto, London 1959, McGraw-Hill Book Comp. X, 119 S. m. 50 B. u. 2 Tab. 16×23,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 54 sh 6 d

Diese erste Monographie zum Thema „Monopulstechnik“ wurde sowohl für Studienzwecke als auch für den in der Praxis stehenden Ingenieur geschrieben und soll Anregungen für weitere Entwicklungsarbeit auf diesem Gebiet geben. Nach einer kurzen Einführung in das Wesen der Monopulstechnik stellt der Verfasser eine allgemeingültige Theorie auf, die alle bisher bekannten Monopulsformen als Spezialfälle enthält. Die beiden nächsten Kapitel sind diesen Spezialfällen gewidmet. Es folgt ein Abschnitt über Monopuls-Antennen, während im letzten Kapitel die charakteristischen Eigenschaften des „Class-I-Systems“, eines bevorzugten Monopulssystems, beschrieben werden. dr

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

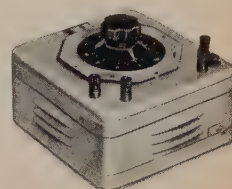


Ruhstrat Stelltransformatoren



Einphasen- und Dreiphasen-Schiebe- und Ringstelltransformatoren
in verschiedenen Ausführungen
für Leistungen bis 1000 kVA

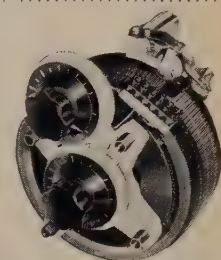
Verlangen Sie bitte
Liste TSR und TRI



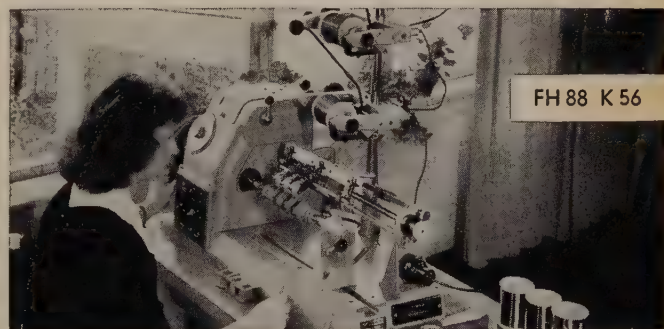
DUPLEX-Ringstelltransformatoren mit 2 unabhängig voneinander verstellbaren Stromabnehmern speziell für Einbau in Schaltanlagen, Ofenanlagen, Kunststoffpressen, Textilmaschinen u. dgl. ferner als Lichtregler

**GEBR. RUHSTRAT
GÖTTINGEN**

Abt. VT/32



Besuchen Sie uns bitte während der Deutschen Industrie-Messe in Hannover auf unserem Ausstellungsstand Nr. 304 in Halle 13



186% Leistungssteigerung

erzielte ein bedeutendes süddeutsches Unternehmen mit der
UNIVERSAL-FEINDRAHT-WICKELMASCHINE FH 88 K 56

mit Gleichstromsteuerung für die verschiedenen Wickeldurchmesser, elektronischer Lagenabschaltung und Drehzahlverminderung bei jeder gewünschten Lage. Wickelbare Drahtdurchmesser 0,015–0,05 mm.

Bitte lassen Sie sich in unseren kostenlosen Beratungsdienst für Wickelaufgaben aufnehmen, wir senden Ihnen dann laufend interessante Hinweise für die Wickelpraxis

FRIESEKE & HOEPFNER GMBH ERLANGEN-BRUCK



Gutschein für kostenlose Aufnahme in den Beratungsdienst für Wickelaufgaben
AN FRIESEKE & HOEPFNER GMBH · ERLANGEN-BRUCK

NAME:

ANSCHRIFT:

Bitte als Drucksache senden!

Wir stellen aus: Deutsche Industrie-Messe Hannover 1961, Halle 5E, Stand 303/403



Die günstigen Rauscheigenschaften
unserer NF-Vorstufentransistoren
in Ganzmetallausführung „Jedec 30“
erhöhen die Güte Ihrer NF-Verstärker.
Besondere Vorteile bringt die weitgehende
Unterteilung in Stromverstärkungs-Gruppen.

SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE A.G. NÖRNBERG



Wir liefern ferner: Leistungstransistoren
für NF-Endstufen und als Schalter,
Drifttransistoren für KW und UKW,
Germanium- und Siliziumdioden (Subminiatur),
Spezialdioden für VHF und UHF,
Kupferoxydul-Meßgleichrichter u. Modulatoren.

Gerätebauwerk gibt wegen Um-
disponierung der Fertigung fol-
gende Einbauteile ab:

ca. 15 000 Stück Mikroschalter Type V3-
101, Fabr. Honeywell

ca. 15 000 Stück Funkenlöschkombinatio-
nen in aralditvergossenem Hart-
papierrohr, bestehend aus 2xR-
18 Ohm, 0,5 W u. 2xC-0,1 u. F,
500 V in Serienschaltung R+C+
C+R. Fabr. ERO

Zuschriften erbeten unter E.W. 1022

Das Physikalische

Institut der

Universität

Marburg sucht **2 Elektronik-Ingenieure HTL**

für sofort oder später

für die Entwicklung von kernphysikalischen Meßgeräten, welche bei den Forschungsarbeiten des Instituts verwendet werden sollen. Enge Zusammen-
arbeit mit den Physikern und gelegentlich auch Mitarbeit bei den Versuchen.
Impulstechnik, Koinzidenztechnik, Kernspeichertechnik, elektronische Rege-
lung und viele andere interessante Probleme. Kenntnisse und gegebenenfalls
Erfahrung auf diesen Gebieten erwünscht. Hervorragende Fortbildungs-
möglichkeiten. Vergütung nach TOA.
Bewerbungen an den Direktor des Instituts

Für Entwicklungsaufgaben auf dem
Gebiet der industriellen Elektronik
unter Einschluß der Transistoren-
technik suchen wir:

Entwicklungs-Ingenieure (HTL)
Rundfunk- und Fernseh-Techniker
Rundfunk- und Fernseh-Mechaniker
Fernmeldemonteure

Unsere Mitarbeiter genießen alle
Vorzüge eines Unternehmens mitt-
lerer Größe, das über weltweite
Verbindungen verfügt.

Moderne soziale Betreuung unter
Einschluß einer zusätzlichen Alters-
versorgung ist selbstverständlich.

Schreiben Sie oder besuchen Sie uns,
damit wir Ihnen mehr über die
interessanten Aufgaben mitteilen
können, die in unserem Hause auf
Sie warten.

Institut Dr. Förster
Reutlingen, Grathwohlstraße 4
Telefon: 40 54

Rank Cintel Transistorisierter Zähler für schnelle nucleonische Vorgänge



A.: Ohne Electronic Gate

Eingang: Impulshöhendiskriminator,
Bereich 5 ... 50 V in 5 Grobstufen
+ Feinregler 1:10
Genauigkeit d. Diskrim. $\pm 0,25$ V
Eingangsimpedanz 200 kOhm
Auflösung 1 sec
Meßwertanzeige: 6 Drehspulinstr.
Anschl. f. mech. Zähler vorgesehen
Start-Stop-Nullstellung über Handschalter
und Fernbedienung
480 x 425 x 180 mm

B.: Mit Electronic Gate

Start u. Stop d. Zählvorganges
durch elektron. Gate mit Impulsen
2 ... 20 V positiv oder negativ
Anstiegszeit d. Gates vernach-
lässigbar
Gateauflösung besser als 1 sec
Eingangsimpedanz ca. 5 kOhm
sonst wie A

Deutsche Vertretung:

Willy List, Frankfurt/Main, Karlsbader Straße 8, Tel. 68 72 44

Bez.-Vertr. Berlin:
R. Dressler,
Tel. 24 10 37

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

4
1961

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

381 382 383 384 385 386 387 388 389 390 391 392 393 394 395 396 397 398 399 400
401 402 403 404 405 406 407 408 409 410 411 412 413 414 415 416 417 418 419 420
421 422 423 424 425 426 427 428 429 430 431 432 433 434 435 436 437 438 439 440

(Gültig bis 31. 7. 1961)

Seite.....	Firma.....
Erzeugnis.....	Erzeugnis.....
Seite.....	Firma.....
Erzeugnis.....	Erzeugnis.....

(Name, Vorname, Beruf)
(Wohnort, Straße, Hausnummer)
(beschäftigt in Firma)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG Schalttafel-Meßgeräte

Nach einer Übersicht über Gehäuseformen, Meßwerke und Meßbereiche sind in der Druckschrift Z 23/Ms 55010c die als anzeigende Schalttafel-Meßgeräte ausgeführten Strom-, Spannungs-, Leistungs-, Leistungsfaktor- und Frequenzmesser zusammengefaßt. Meßgeräte zum Synchronisieren, Anzeiger im Spezialgehäuse (wasser- und staubgeschützt) sowie Nebenwiderstände und anderes Zubehör vervollständigen den Inhalt.

ELRU-Information 383

„Logistat“-System

Eine Kurzbeschreibung des kontaktlosen Steuersystems „Logistat“ und seiner einzelnen Elemente enthält die Druckschrift Z 23/Rgl 55361.

ELRU-Information 384

Blackburn Industrial Electronics Digitales Anzeigegerät „BIE 3512“

Die digitale Anzeigeeinheit „BIE 3512“ dient zur parallelen digitalen Anzeige eines mit dem digitalen Voltmeter „BIE 2113“ (siehe auch Heft 12/1960, Seite 524) gemessenen Spannungswertes und

kann in einigen hundert Fuß vom Voltmeter entfernt aufgestellt werden. Das Gerät ist zwei-, drei- oder vierstellig lieferbar.

ELRU-Information 385

C. Peters Bunkerstandanzeiger und Silolot

Zur Anzeige eines bestimmten Materialstandes flüssiger, feinkörniger und staubförmiger Materialien in Behältern eignet sich der elektronische Bunkerstandanzeiger, mit dem beliebige Signal- und Steuereinrichtungen betätigt werden können. Sonderausführungen zum Einsatz in explosionsgefährdeten Räumen sind lieferbar. Zur kontinuierlichen Inhaltskontrolle dient das elektronische Silolot.

ELRU-Information 386

Elektro Spezial Dehnungsgeber „PR 9312“

Das Prinzip des Dehnungsgebers „PR 9312“ von Philips beruht auf der Kopplungsänderung zwischen einer Primärspule und zwei symmetrisch angeordneten Sekundärspulen. Der Geber eignet sich in Verbindung mit einer Meßbrücke zu statischen und dynamischen Dehnungsmessungen bis 2% an Maschinen und Bauelementen. Der Meßhub ist

± 1 mm, die mittlere Meßlänge 50 mm. Bei Speisung der Primärspule mit 2 V, 4 kHz, ist die Empfindlichkeit 0,25 mV/ μ .

ELRU-Information 387

English Electric Valve Wanderwellenröhren

Interessante Einzelheiten über Wanderwellenröhren, ihre Eigenschaften und Wirkungsweise sind in einem 40seitigen Heft zusammengefaßt. Man findet darin neben den Kurzdaten verschiedener Typen vor allem auch eine Beschreibung des Fokussierungssystems sowie Hinweise zur Installation der Röhren und typische Anwendungsmöglichkeiten. (Vertreter: W. List, Frankfurt)

ELRU-Information 388

FAS

Kompensationsgerät „PA II“

Zur schnellen Überprüfung von Thermoelementen, Pyrometern und Kompensationsleitungen hat diese Firma (Deutsche Vertretung: Flexa Controls GmbH) das tragbare Kompensationsgerät „PA II“ herausgebracht. Es hat fünf geeichte Stufen (0...50 mV), geeichten linearen Schleifdraht sowie ein stoßsicher gelagertes Nullgalvanometer hoher Empfindlichkeit. Der Meßfehler ist 0,1% vom Skalenendwert.

ELRU-Information 389

Hackethal

Aufbau und Eigenschaften von HF-Kabeln

Über Aufbau und Eigenschaften von koaxialen Hochfrequenzkabeln unterrichtet eine achtseitige Druckschrift dieser Firma. Außer einem theoretischen Teil, der sich mit den Übertragungseigenschaften befaßt, werden Außen- und Innenleiter sowie die dazwischenliegende Isolierung beschrieben und einige Angaben zum Aufbau der koaxialen Kabel gemacht.

ELRU-Information 390

Hewlett Packard hp-Journal Nr. 3/1960

In der vorliegenden Ausgabe dieser Hauszeitschrift wird das neue Frequenz- und Zeitnormal „103 AR“ beschrieben, dessen maximale Abweichung $5 \cdot 10^{-10}$ je Tag ist und das im Temperaturbereich zwischen 0 und 50°C arbeitet. Das Gerät liefert unter anderem sinusförmige Spannungen von 1 Veff mit den beiden Frequenzen 1 MHz und 100 kHz an 50 Ω .

ELRU-Information 391

Hydrawerk

Elektrolytkondensatoren

Die für die kommerzielle Technik sowie für die Meß-, Steuerungs-



Enthält in den Aprilheften folgende Beiträge:

1. Aprilheft 1961 (7)

Radartechnik — heute und morgen
Zur Verwendung von Tunnelnioden in Oszillator- und Verstärkerschaltungen
Fernseh-Service-Lehrgänge sind weiterhin notwendig
Transistoren in Auto-Zündanlagen
Meßgeräte für den Amateurfunk
Stereo-Steuerverstärker mit sehr genauen Parallelauf-Eigenschaften
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund
Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe

2. Aprilheft 1961 (8)

Elektronische Bauelemente im Aufbruch
Niederspannungskondensatoren mit hoher Kapazität
Vertikal-Endstufe mit verkleinertem Ausgangstransformator
Stereo-Phonokoffer »PE Musical 660 Stereo«
»AG 9014« · Ein Stereo-Verstärker in Hi-Fi-Technik
Der Trinitor
Keramische Kondensatoren mit millionenfacher Dielektrizitätskonstante und moleküldünner Dielektrikum
Wirkung der Schaltfrequenz auf die Vierschichtdiode
Die Klangsäule · Ein Zusatzlautsprecher hoher Qualität

FT-Kurznachrichten · Aus unserem technischen Skizzenbuch
Beilagen: Halbleiter-Dioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik · Einführung in die Laplacetransformation
ELEKTRONIK-INGENIEUR: Berechnung und Konstruktion von Koaxial-Topfkreisen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

und Regelungstechnik lieferbaren Elektrolytkondensatoren sind mit ihren technischen Daten in einer Liste zusammengefaßt, die außerdem noch eine Reihe technischer Erläuterungen enthält.

ELRU-Information 392

Intermetall Preisliste 1961

Mit Wirkung vom 1.2.1961 wurden die Preise einiger Halbleiter-Bauelemente neu festgesetzt. Die Preise der zur Zeit lieferbaren Dioden, Transistoren und piezokeramischen Bauelemente sind in einer neuen Preisliste zu finden.

ELRU-Information 393

Knick

Transistor-Millivoltmeter „mV 31“ und „mV 32“

Zur Messung kleiner Gleichspannungen in sechs Bereichen (0...150 μ V bis 0...50 mV) sind die Transistor-Millivoltmeter „mV 31“ (Kl. 0,5) und „mV 32“ (Kl. 0,2) mit spiegelunterlegter Skala von 150 mm Länge vorgesehen. Die Meßgenauigkeit wird durch den Anzeigefehler des Drehspulinstrumentes und durch den Nullfehler des Verstärkers bestimmt. Die Speisung erfolgt aus dem Wechselstromnetz, Spannungsänderungen des Netzes von 15% und Frequenzänderungen von 48...62 Hz beeinflussen das Meßergebnis nicht.

ELRU-Information 394

Marek Universal-Präzisionsinstrument „UL 12“

Eine Neuheit ist das Universal-Präzisionsinstrument „UL 12“ zur Messung von Spannung, Strom und Leistung in Kl. 0,5 mit einem spannbandgelagerten, stoßgesicherten, astatischen elektrodynamischen Meßwerk. Folgende Meßbereiche sind wählbar: 0...3 mA Gleich- und Wechselstrom, 0...6 mA bis 0...30 A Wechselstrom, 0...3 V und 0...6 V Wechselspannung, 0...15 V bis 0...600 V Gleich- und Wechselspannung sowie 0...100 mW bis 0...20 kW Wechselstromleistung. Für Wechselstrom- und -spannungsmessungen sowie für die Leistungsmessung gilt der Frequenzbereich von 50...500 Hz. Zur Messung größerer Ströme gibt es Durchsteckstromwandler.

ELRU-Information 395

Gleichstrom-Vielfachinstrument „HG II“

Das Gleichstrom-Vielfachinstrument „HG II“ hat ein spannbandgelagertes, stoßgesichertes Drehspulmeßwerk mit unzerbrechlichem Glaszeiger und eine 150 mm lange, spiegelunterlegte Skala. Es gestattet Strommessungen in 10 Bereichen von 0...0,6 μ A bis 0...3 A in Kl. 0,5 und Spannungsmessungen in 9 Bereichen von 0...3 mV bis 0...600 V in Kl. 1.

ELRU-Information 396

Müller & Weigert Photoelektrische Kontaktinstrumente

Die Kontaktinstrumente (Schalttafelinstrumente 144 \times 144 mm, 144 \times 72 mm, 192 \times 96 mm) geben auf photoelektrischem Wege Kontakt. Der Zeiger trägt eine Fahne, die unterhalb der Skala ins Innere des Gehäuses hineinragt und bei Erreichen des eingestellten Grenzwertes den Strahlengang von einer Lampe zu einer Photozelle unterbricht. Über einen netzgespeisten Transistorverstärker wird ein Kleinstschütz betätigt. Bei Ausfall einer Lampe erfolgt in jedem Falle eine Signalgabe.

ELRU-Information 397

Nickel-Informationsbüro Nickel-Berichte, Nr.1 und 2/1961

Unter dem zahlreichen Schrifttum auf dem Nickel-Gebiet ist besonders ein Referat über Herstellung, Zusammensetzung und Eigenschaften von hochreinem Nickel interessant, in dem unter anderem die Wechselwirkung zwischen elektronenemittierenden Oxyden, der Nickelunterlage und den im Nickel enthaltenen Verunreinigungen bei Oxydkatoden an Hand einer Versuchsdiode untersucht wird. Außerdem sind wiederum viele weitere Schrifttumauszüge aus den Gebieten Nickel, Vernicklung, Metallegierungen, Nickel-Eisen-Legierungen, Gußeisen, Baustähle und

korrosions- und hitzebeständige Legierungen enthalten.

ELRU-Information 398

Philips Elektroakustik, Heft 33/1961

Um Verständigungsmöglichkeiten zwischen Haupt-, Hilfs- und Nebenbetrieben in einem ausgedehnten Werksgelände zu schaffen, wurde von Philips eine umfangreiche industrielle Wechselsprechanlage in einem Hüttenwerk installiert, die in dem vorliegenden Heft beschrieben wird. Außerdem sind weitere Beiträge über eine Diskussions- und Dolmetscheranlage, über Lautsprecheranlagen beim Brückenbau und über die Beschallungsanlage einer Polizeischule enthalten. Der Fortsetzungsbeitrag „Moderne Beschallungstechnik“ enthält im zweiten Teil elektroakustische Einrichtungen in großen Theatern.

ELRU-Information 399

Siemens Teleperm-Telepneu-System

Für Meß- und Regelungszwecke in der Chemie- und Verfahrenstechnik eignet sich das kombinierte Teleperm-Telepneu-System, das ein umfangreiches Programm an elektro-pneumatischen Geräten umfaßt. Mit ihnen können rein elektrische, rein pneumatische oder gemischte Regelkreise aufgebaut werden.

ELRU-Information 400

J. HARMANS

Verstärker mit Bandfilterkopplung

Die von Feldtkeller eingeführte Beschreibung zweikreisiger Bandfilter mittels der Größen F (Formwert) und D (arithmetisches Mittel der Einzeldämpfungen) wird durch eine geeignete Normierung des Koppelfaktors in ihrem Anwendungsbereich erweitert. Die angegebenen Gleichungen enthalten zwanglos die Grenzfälle verschwindender Dämpfung eines der beiden Kreise. In Erweiterung der Rechnung auf mehrstufige Verstärker mit geebneten oder schachbretteffacher Durchlaßkurve werden einfache Dimensionierungsregeln bei beliebiger Verteilung der Einzeldämpfungen in den Bandfiltern angegeben.

A. SCHIEF

Systematik von Gleichrichterschaltungen

Ausgehend von grundsätzlichen Anforderungen an Gleichrichterschaltungen zur Messung von Spitzenwert und Mittelwert einer Wechselspannung, werden einfache Realisierungsbeispiele beschrieben. Die betrachteten Mittelwertgleichrichter werden an Stromquellen, Spitzengleichrichter an Spannungsquellen angeschlossen. Durch den Übergang zu widerstandsreziproken Schaltungen werden Anordnungen gewonnen, die den Mittelwert einer Spannung und den Spitzenwert eines Stromes zu messen gestatten.

V. LOTTERMOSER u. J. MEYER

Hör-Test über die Eignung elektronischer Orgeln für Kirchenmusik

Aufbau und Wirkungsweise einiger elektronischer Orgeln (große Kirchenmodelle) werden erläutert und Beispiele für Klangspektren und Einschwingvorgänge gegeben. Auf Grund eines Hör-Testes werden der Verwechslungsgrad zwischen elektronischen Instrumenten und Pfeifenorgeln sowie die subjektive Gütebeurteilung durch die Hörer untersucht. Es zeigt sich, daß die Pfeifengabe in der Mehrzahl der Fälle richtig erkannt wird, vor allem dann, wenn mit vollem Werk gespielt wird. Als besonders kritisch erweist sich für die Gütebeurteilung die Art des Einschwingvorgangs. Solostimmen lassen sich elektronisch im allgemeinen besser darstellen als Plenumklänge und begleitende Pedalregister.

Salon International des Composants Electroniques

Auf dem diesjährigen Salon für elektronische Bauelemente standen Halbleiter und Röhren für höhere Frequenzen im Vordergrund des Interesses. Der vorliegende Bericht bringt auf dem Halbleitergebiet Einzelheiten über Mesasensistoren, gesteuerte Siliziumgleichrichter, Dioden und Thermoelemente. Weitere Ausführungen über Röhren, Kondensatoren und Widerstände schließen sich an.

H. F. MATARÉ

Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photozellen II

Im zweiten Teil der Arbeit werden die aus dem Modell zu ziehenden Folgerungen für das elektronische Verhalten von Bikristall-Zwischenschichten erörtert. Die durch enge Überlappung der als Akzeptoren wirkenden freien Bindungen (Oberflächenniveaus) in der geometrisch sauber aufgebauten Korngrenzenebene entstehende Schicht hat interessante elektrische Eigenschaften. Sie werden einzeln dargestellt, wobei insbesondere der entartete Leitungscharakter, die guten Sperreigenschaften und die hohe photoelektrische Empfindlichkeit beschrieben werden. Insbesondere letztere Eigenschaft steht im Mittelpunkt der Betrachtung bezüglich der Korngrenzen-Photozelle KF 11. Es werden schließlich einige mögliche Anwendungen dieser Zellen beschrieben.

K. THIELE

Bootstrap-Sägezahngeneratoren mit vergrößerter Linearität der Sägezahnspannung

Der zweite Teil dieser Arbeit beginnt mit einer Betrachtung des Grenzfalles für Verstärkungen $V = 1$, wobei der Bootstrap-Sägezahngenerator eine ideale Sägezahnspannung liefert. Im Grenzfall eines unendlich großen Kompensationswiderstandes R_c erhält man aus den allgemeinen Ergebnissen den normalen Bootstrap-Sägezahngenerator ohne Kompensationsnetzwerk zurück. Für einen Verstärkungsgrad $V = 1 + C/C_R$ kann man eine exakt lineare Sägezahnspannung erreichen.

E. SCHURIG

Digital-Volt-Ohm-Meter „DV 41“

Mit neuartiger Einzeilanzeige ist das Digital-Volt-Ohm-Meter „DV 41“ ausgerüstet. Gleichspannungen und Widerstände können mit dem beschriebenen Gerät schnell und genau gemessen werden. Bei der elektronischen digitalen Anzeige der Meßergebnisse werden die üblichen möglichen Ablesefehler der analog anzeigenden Zeigermeßgeräte (Parallaxe, Mehrfachskalen, Polarität usw.) vermieden. Als weiterer Vorteil des Gerätes ist die Ausgabe der angezeigten Meßergebnisse mit beliebigem Binärcode zu nennen (Zählbetragdrucker, Großschichtanzeige usw.). Mit dem Gerät bietet sich somit ein universeller Einsatz bei Spannungs- und Widerstandsmeßaufgaben in Labor und Industrie an.

Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Sekundärelektronen-Vervielfacher FV CAV 50 (AEG)
Präzisions-Schallpegelmesser „2203“ (Brüel & Kjaer)
Druckmesser für explosionsgefährdete Räume (Novotechnik)
Oszillografen-Kamera „AC 2/25“ (Shackman and Sons)
Ziffernanzeigeröhre XN-1 (Standard Elektrik Lorenz AG)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 15 (1961) No. 5

J. HARMANS: Amplifiers with Band Filter Coupling p. 203–206

Feldtkeller's method of describing two-circuit band filters by the magnitudes F and D (form value and single-loss mean) is extended in its range of application by a normalization of the coupling coefficient. The equations given cover the limiting cases of disappearing loss of any one of the two circuits. Expanding the calculation to multi-stage amplifiers having flattened or Tchebyscheff type bandpass characteristics, simple dimensioning rules are quoted for any distribution of the individual losses in the band filters.

H. F. MATARÉ: Germanium-Bicrystals and their application for grain-boundary photocells p. 207–211

Part 2 of this paper deals with the electronic consequences of the model for bi-crystal interfaces as discussed in part 1. The bi-crystal interface has interesting electrical properties since it originates from a close overlap of the dangling bonds in a geometrically defined way. These properties are described in detail especially the degenerate conductivity, the barrier layer action and the good photoelectric sensitivity. Especially the latter property is discussed with respect to the grain-boundary photocell, KF 11. Finally a few possible applications of this cell are described.

A. SCHIEF: Towards Classification of Rectifier Circuits p. 211–212

Starting from basic requirements presented to rectifier circuits employed for measurements of peak and mean alternating voltages, simple examples of realized circuits are described. The mean-value rectifiers considered are connected to current sources, peak-value rectifiers to voltage sources. Using resistance-reciprocal circuits, arrangements are obtained which permit measuring the mean value of a voltage and the peak value of a current.

K. THIELE: Bootstrap Sawtooth Generators with Increased Sawtooth Linearity p. 213–216

The second part of this paper considers the limiting case of an amplification factor 1 where the sawtooth generator supplies an ideal sawtooth voltage. For the limiting case of an infinitely large compensation resistance R_2 , the general results lead back to the ordinary bootstrap sawtooth generator without compensation network. An exactly linear sawtooth voltage can be achieved with an amplification factor $1 + C/C_R$.

W. LOTTERMOSER and J. MEYER: Acoustic Testing of Electronic Organs for Churches p. 217–220

Description of construction and operation of some large electronic organs for churches, including examples of tone spectra and transients. Listeners tested were evaluated with respect to confusion of electronic and ordinary organs and to subjective reaction. Most listeners correctly identified the conventional organ, especially when played with full works. The type of transient is particularly critical for the listener's judgment. Solo voices can be better reproduced by electronic means than plenum and accompanying pedal registers.

E. SCHURIG: Digital Volt-Ohmmeter „DV 41“ p. 222, 224, 227

This set is equipped with a novel single-row display facilitating quick and accurate readings of direct voltages and resistances. The electronic digital display of measurements avoids common reading errors of analog meters (parallax, plurality of scales, polarity etc.). Another advantage is the output of measurements in any desired binary code suitable for operation of sum printers, large display boards etc. The set is thus universally applicable for voltage and resistance measurements and display in laboratories and industrial application.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 15 (1961) No 5

J. HARMANS: Amplificateur à liaison par filtre de bande p. 203–206

Indiquée par Feldtkeller, la représentation d'un filtre à circuits couplés par les grandeurs F (facteur de forme) et D (moyenne arithmétique des amortissements), peut être élargie en introduisant une expression normalisée du coefficient de couplage. Sans difficulté, les équations indiquées décrivent le cas limite d'une surtension tendant vers l'infini pour l'un des deux circuits. Appliquant ce calcul aux amplificateurs à plusieurs étages et ayant une réponse plate ou de Tchebychev avec répartition quelconque des amortissements, on peut établir des règles d'établissement assez simples.

H. F. MATARÉ: Bicristaux au Germanium et leur application dans les cellules photo-électriques p. 207–211

Dans la 2ème partie de ce travail les conséquences du modèle décrit sont tirées pour les propriétés électroniques, des cristaux à joints de grains. La couche intermédiaire qui se forme par une superposition des accepteurs formés par les connexions atomiques interrompues (disjonction ou niveaux des surfaces) et dans une situation géométriquement défini représente un intérêt du point de vue des propriétés électriques. Celles-ci sont décrites en détail, spécialement la conductibilité dégénérée, les propriétés de rectification et la haute sensibilité photo-électrique. Cette dernière est au milieu des discussions référant à la cellule photo-électrique, KF 11. Finalement on donne quelques applications pour cette cellule.

A. SCHIEF: Problèmes de redressement p. 211–212

Partant des performances qu'on exige d'un redresseur de mesure de valeurs moyennes ou de pointe d'une tension alternative, l'auteur décrit des exemples simples de réalisation. Les redresseurs de moyenne sont considérés comme connectés à une source de courant, ceux de pointe à une source de tension. En appliquant le principe de réciprocité, on obtient des montages permettant la mesure de la valeur moyenne d'une tension, ou de celle de pointe d'un courant.

K. THIELE: Base de temps Bootstrap à grande linéarité p. 213–216

La seconde partie de l'article débute avec des considérations sur le cas limite du gain unitaire; le générateur bootstrap fournit alors une dent de scie idéale. Par contre, à la limite d'une résistance de compensation (R_2) infinie, le résultat est équivalent à un générateur bootstrap non compensé. Avec un gain $V = 1 + C/C_R$, on peut obtenir une dent de scie parfaitement linéaire.

W. LOTTERMOSER et J. MEYER: Test auditif d'aptitude pour organes électroniques d'église p. 217–220

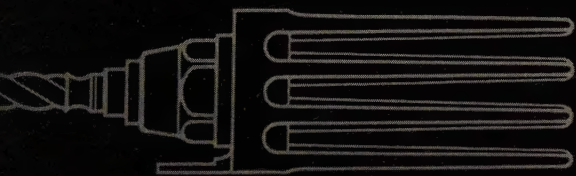
Un exposé sur constitution et fonctionnement de quelques organes électroniques (grands organes d'église) est suivi d'exemples de spectres sonores et de phénomènes d'établissement. Un test auditif permet d'apprécier les possibilités de confusion entre instrument électronique et orgue à tuyaux, ainsi que l'impression subjective de l'auditeur. Généralement, ce dernier distingue facilement l'orgue à tuyaux, notamment en plein chant. Les phénomènes d'établissement paraissent représenter un critère de qualité important. L'instrument électronique rend généralement mieux les soli que le plein chant ou des notes d'accompagnement.

E. SCHURIG: Volt-ohm-mètre digital „DV 41“ p. 222, 224, 227

Faisant apparaître les chiffres du résultat de mesure sur une même ligne, le volt-ohm-mètre «DV 41» permet la mesure rapide et précise de tensions continues et de résistances. Par l'indication électronique et digitale, on évite les erreurs de mesure inhérentes aux appareils à aiguille précédant par indication analogique (parallaxe, erreur d'échelle, polarité, etc.). Un autre avantage de l'appareil est la possibilité de prélever le résultat sous forme d'un code binaire quelconque (enregistrement, affichage à distance, etc.). L'appareil peut ainsi universellement être utilisé dans le laboratoire et dans l'industrie.



Gewinnung von Reinstsilizium
durch Zonenziehen



**Über 2000 000 kW
Siemens-
Silizium-Gleichrichter –
ein Beweis für
ihre Betriebssicherheit**

Gute Bücher für Freunde der WELT



Die WELT, Deutschlands große überregionale Tageszeitung, bietet den Bücherfreunden unter ihren Lesern eine reizvolle Möglichkeit: Wer einen neuen Abonnenten für die WELT gewinnt, kann sich als Prämie ein Buch aus dem interessanten neuen Bücherkatalog* der WELT aussuchen. Er enthält nahezu 200 Titel: neben erfolgreichen Büchern aus jüngster Zeit auch bewährte ältere Titel — gewissermaßen die Standardwerke des guten literarischen Geschmacks. Ferner wurden Sachbücher, populäre Bildungs-, Fach- und Nachschlagewerke aufgenommen, nach denen immer wieder gefragt wird.

Die WELT empfehlen, das heißt: jemandem einen guten Dienst leisten. Diese Zeitung bietet rasche, umfassende und zuverlässige Informationen. Probleme der Politik und Wirtschaft werden in voller Unabhängigkeit von hervorragenden Journalisten und Sachkennern behandelt. Die WELT gibt ein lebendiges Bild des kulturellen Lebens: Literatur, Kunst, Theater, Ballett, Musik — den Sport nicht zu vergessen. Sie bringt Beiträge zur Diskussion über unsere Zeit und Gegenwart aus der Feder derer, die an den Entwicklungen teilnehmen und sie beeinflussen. Die WELT ist eine große Zeitung für anspruchsvolle Leser.

*Fordern sie ihn kostenlos an
vom Verlagshaus DIE WELT Hamburg · Essen · Berlin.

DIE WELT

UNABHÄNGIGE TAGESZEITUNG FÜR DEUTSCHLAND

MANSOL Vorformlinge entheben Sie Ihrer Sorgen

Verwendet bei der Herstellung von Glas-Metallverschmelzungen; Röhrensockel, Transistoren, Gleichrichter usw. Vorformlinge können in allen Formen und Größen für Eisen-, Kovar-, Kupfer- und Zweimetall-Verschmelzungen geliefert werden. Wir garantieren gleichmäßige Qualität, genaue Toleranzen, leistungsfähige Produktion in jeder Menge und schnelle Liefermöglichkeiten.

Anfragen an

MANSOL (GREAT BRITAIN) LTD.

Hollands Road, Haverhill, Suffolk, Tel. Haverhill 441-2-3





STUDIO MAGNETTON GERÄT

STUDER

C 37

Das Spitzenmodell für den professionellen Einsatz in Rundfunk- und Fernsehstudios, Filmateliers und bei der Schallplatten-Industrie.

Bandgeschwindigkeit 19 und 38 cm/sek.

Fremdspannungsabstand größer als 65 db bei 38 cm/sek. und größer als 60 db bei 19 cm/sek.

Durch die Bandzug-Waage mit elektronischer Bremsung und durch sorgfältigste Fertigung mit Schweizer Präzision wurden außerordentlich günstige Gleichlauf-Eigenschaften erreicht.

Die elegante Konstruktion ist beispiellos. Mit Steckverbindungen sind alle mechanischen und elektrischen Bauteile angeschlossen.

Das Modell »Studer C 37« ist in monauraler und Stereo-Ausführung lieferbar.



Weltvertrieb:

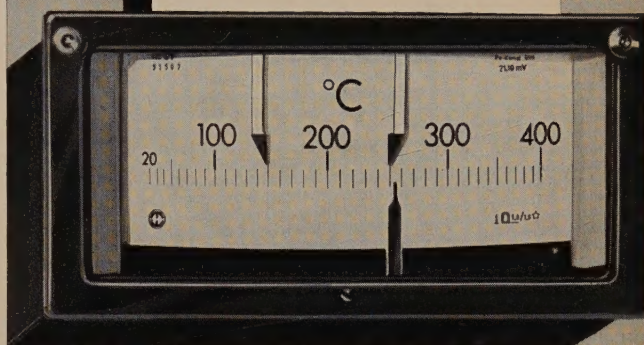
EMT WILHELM FRANZ GMBH
LANDSTRASSE 85 • WETTINGEN / SCHWEIZ

Vertrieb in Deutschland:

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG
LAHR / SCHWARZWALD POSTFACH 327

Metrawatt- REGLER

VOLLTRANSISTORISIERT



Die Neukonstruktion unseres verzögerungsfreien, elektronischen Zweipunktreglers mit induktiver Zeigerabstastung ist den Erfordernissen des Betriebes angepaßt:

► **Kleine Abmessungen**

Normgehäuse 192 x 96 mm

► **Wartungsfrei**

Verwendung von Transistoren, keine der Abnutzung unterworfenen Bauteile

► **Betriebssicher**

Temperaturunempfindliche Transistorschaltung

Übersichtliche Anordnung der Bauteile

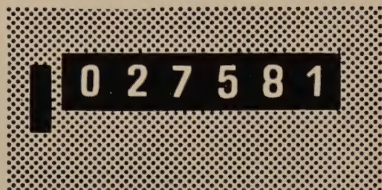
Gedruckte Schaltung für zwei oder drei Schaltstufen

Verlangen Sie unsere ausführlichen Druckschriften.



METRAWATT A. G.
N Ü R N B E R G

Hengstler zählt!

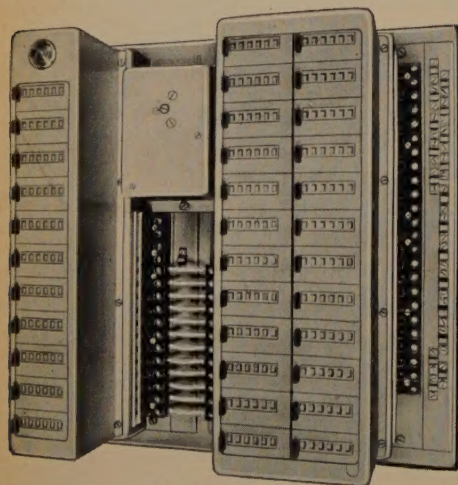


elektrisch zählen ist vorteilhafter!

Impulszähler sind nicht ortsgebunden und benötigen keine komplizierten Übertragungselemente. Ein Kontaktgeber an der Zählstelle und die Verbindung zum Zähler, das ist alles.

Impulszähler F 043

sind so vielseitig, daß sie fast überall eingesetzt werden können. Lesen Sie unseren Prospekt „elektrisch zählen“. Sie werden staunen, was diese Zähler leisten.



Impulszähler F 043 eingebaut in einem Gerät der JLO-Werke Pinneberg zur statistischen Erfassung von Fahrstrecken, Zeitdauer und Häufigkeit verschiedener Betriebs- und Belastungszustände eines schweren Fahrzeugs.



J. HENGSTLER KG ZÄHLERFABRIK ABT. R2
ALDINGEN KREIS TUTTLINGEN

AUS DEM INHALT

MAIHEFT 1961

Band 15 (1961) Heft 5, Seiten 197—240

J. Harmans: Verstärker mit Bandfilterkopplung	203
H. F. Mataré: Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photozellen II	207
A. Schief: Zur Systematik von Gleichrichterschaltungen ...	211
K. Thiele: Bootstrap-Sägezahngeneratoren mit vergrößerter Linearität der Sägezahnspannung	213
Oskar-Messter-Medaille für H. Lichte und A. Narath	216
W. Lottermoser u. J. Meyer: Hör-Test über die Eignung elektronischer Orgeln für Kirchenmusik	217
E. Schurig: Digital-Volt-Ohm-Meter „DV 41“	222
IV ^e Salon International des Composants Electroniques	228

Referate

Das Elektronenstrahl-Magnetometer	231
Persönliches	234
Angewandte Elektronik	236
Aus Industrie und Wirtschaft	237

Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Um die bei der Produktion von Halbleitern während einer manuell gesteuerten Bearbeitung auftretenden Ungleichmäßigkeiten zu vermeiden, geht man heute teilweise schon auf vollautomatisch gesteuerte Anlagen über. Das Bild zeigt einen Blick in eine automatische Halbleiterfertigungsanlage der Philco Corp., USA.
(Werkaufnahme: Philco Corp.)

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Dietrich Röhl, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 12 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

